جامعة حلب
كلية الهندسة الكهربائيّة والإلكترونية
قسم هندسة القيادة الكهربائيّة



تصميم وبناء نظام قيادة رقمي لمحرك تيار مستمر بالاعتماد على تقنية التحكم الانزلاقي وباستخدام شرائح المصفوفات القابلة للبرمجة

FPGA-Based Design and Implementation of DC Motor Drive System using Sliding Mode Control Technique

أطروحة أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة القيادة الكهربائية

الدكتور المهندس أحمد عمّار نعساني
قسم هندسة القيادة الكهربائية
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

الدكتور المهندس عبدالقادر جوخدار
قسم هندسة القيادة الكهربائية
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

إعداد المهندس أحمد عامر مالك الملّوحي
طالب دراسات عليا (ماجستير) في قسم هندسة القيادة الكهربائية
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

2010 م

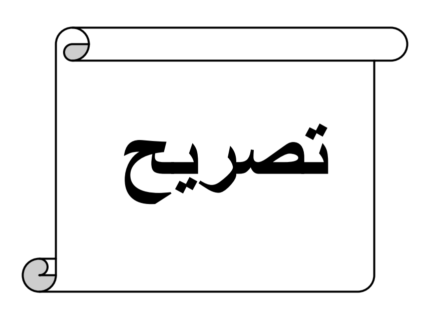
1431 هـ

قدمت هذه الرسالة استكمالاً لمتطلبات نيل درجة الماجستير في هندسة القيادة الكهربائية في قسم هندسة القيادة الكهربائية من كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية بجامعة حلب

شهادة

نشهد بأن العمل المقدَّم في هذه الرسالة هو نتيجة بحث علمي قام به المرشَّح المهندس أحمد عامر الملّوحي تحت إشراف الدكتور أحمد عمّار نعساني (المشرف الرئيسي) الأستاذ المساعد في قسم هندسة القيادة الكهربائية في كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية بجامعة حلب والدكتور عبد القادر جوخدار (المشرف المشارك) المدرس في قسم هندسة القيادة الكهربائية في كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية بجامعة حلب، وأنّ أيّة مراجع أخرى ذكرت في هذا العمل موثقة في نص الرسالة.

المرشَّح	المشرف المشارك	المشرف الرئيسي
المهندس أحمد عامر الملّوحي	الدكتور عبد القادر جوخدار	الدكتور أحمد عمّار نعساني



أصرح بأن هذا العمل:

"تصميم وبناء نظام قيادة رقمي لمحرك تيار مستمر بالاعتماد على تقنية التحكم الانزلاقي وباستخدام شرائح المصفوفات القابلة للبرمجة"

لم يَسبق أن قُبل للحصول على أي شهادة، ولا هو مقدم حالياً للحصول على شهادة أخرى.

المرشَّح

المهندس أحمد عامر الملّوحي

نوقشت هذه الرسالة بتاريخ 2010/4/8 وأجيزت

لجنة الحكم على الرسالة

الدكتور : محمد بشير الرفاعي
الأستاذ في قسم هندسة القيادة الكهربائية
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

الدكتور : محمد صالح الأيوبي
الأستاذ المساعد في قسم هندسة الطاقة الكهربائية
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
جامعة دمشق

الدكتور : أحمد عمار نعساني (مشرفاً)
الأستاذ المساعد في قسم هندسة القيادة الكهربائية
كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية
جامعة حلب

فهرس المحتويات

فهرس الأشكال

فهرس الجداول

مقدمة:

إن التطور الكبير والمذهل في حقل هندسة أنصاف النواقل الذي بدأ منذ ستينيات القرن الماضي، واستمر حتى وقتنا الراهن، ساعد على تسريع عجلة التقدم في شتى قطاعات الحياة، وحول مسار التكنولوجيا نحو المجال الرقمي، فكل ما يشهده عصرنا الحالي من تقدم في تقانات الإتصالات والحوسبة الإلكترونية هو نتاج هذه التكنولوجيا الرقمية، من هنا ظهر مفهوم القيادة الرقمية كجزء لا يتجزأ من المنظومة الرقمية التي تحيط بنا.

في عصرنا الحالي ظهرت أنواع مختلفة من الشرائح المتكاملة القابلة للبرمجة والتي يمكن استخدامها في أنظمة القيادة الرقمية، بدأً من المتحكمات الصغرية *Microcontroller* (تعرف أيضاً بالمعالجات ذات الأغراض العامة)، مروراً بمعالجات الإشارة الرقمية *Digital Signal Processor* (*DSP*) ووصولاً إلى شرائح المصفوفات القابلة للبرمجة *Field Programmable Gate Array* (*FPGA*) .

إن اختيار الشريحة المناسبة للتطبيق المطلوب يعتمد على جملة من المعايير، فمثلاً عندما تتطلب خوارزمية التحكم القيام بعمليات رياضية معقدة بالفاصلة العائمة، فإن اختيار معالج إشارة رقمي *DSP* يمكن برمجته لأكثر من مرة باستخدام لغة *C* أو أي لغة أخرى عالية المستوى يكون هو الحل الأنسب، أما عندما لا تتطلب منظومة التحكم العمل عند سرعات عالية، وتكون الحاجة ماسة للحصول على منظومة عمل منخفضة الثمن، فإن اختيار المتحكمات الصغرية *Microcontroller* يكون هو الخيار الأفضل. أخيراً عندما يحتاج المصمم إلى منظومة ذات أداء عالي وتوافقية بنيوية جيدة وقادرة على العمل عند سرعات كبيرة فإن شريحة المصفوفات القابلة للبرمجة *FPGA* ستكون هي الحل الأمثل، حيث تمتاز هذه الشريحة بمرونتها وقابلية إعادة برمجتها.

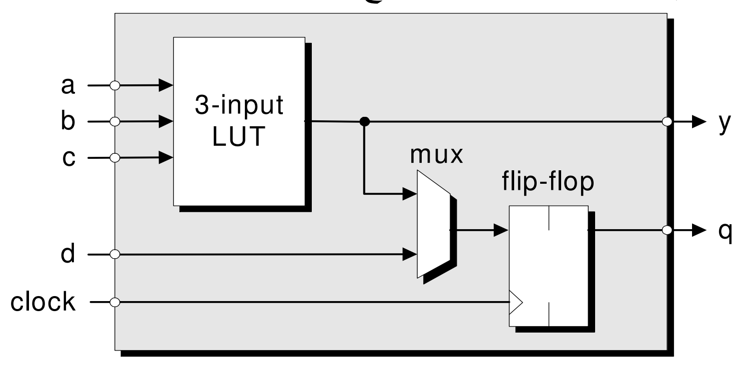
إن مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة (*FPGA*) هي دارة متكاملة رقمية تحتوي على لوحات قابلة للتعديل (البرمجة) مع مجموعة من الوصلات الداخلية القابلة أيضاً للتعديل. يمكن لمهندس التصميم أن يقوم بتعديل هذه الوصلات (برمجة الشريحة) لتقوم الشريحة بإنجاز مهمة معينة، واعتماداً على الطريقة المستخدمة في تعديل الوصلات (البرمجة) يمكن لبعض شرائح الـ *FPGA* أن تبرمج لمرة واحدة بينما يمكن لبعضها الآخر أن يبرمج مرات كثيرة، حيث تُسمى الشرائح القابلة للبرمجة مرة واحدة بالـ *One-Time Programmable* (*OTP*).

إن عبارة "*Field Programmable*" من اسم الـ *FPGA* تشير إلى حقيقة أن البنية الداخلية للشريحة يمكن أن تحدد من قبل المبرمج، خلافاً للشرائح ذات الوظائف الداخلية التي يتم بناء داراتها الإلكترونية من قبل الشركة الصانعة، هذا يعني أن شريحة الـ *FPGA* قابلة للبرمجة أثناء وجودها في النظام الإلكتروني الذي يقوم بخدمة نظام التنفيذ (الوسط الخارجي).

في بداية الثمانينات كان من الواضح أن هناك ثغرة في تسلسل ظهور الدارات المتكاملة، فمن جانب برزت الأجهزة القابلة للبرمجة مثل (*SPLD* و*CPLD*) (*Simple/Complex Programmable Logic Device*) حيث امتازت بقابلية التعديل مع زمن قليل لبناء التصميم وتعديله لكنها ليست قادرة على دعم وظائف كبيرة أو معقدة، ومن جانب آخر ظهرت شريحة الـ*ASIC* (*Application-Specific Integrated Circuit*) التي من الممكن أن تدعم عدداً كبيراً ومعقداً من الوظائف لكنها غالية الثمن وبحاجة إلى وقت كبير لإنجاز

التصميم، هذا بالإضافة إلى عدم إمكانية تعديل التصميم بعد برمجته على الشريحة. لسد هذه الثغرة طورت شركة *Xilinx* صنف جديد من الدارات المتكاملة سمته *FPGA*، والذي أصبح متوفراً في الأسواق اعتباراً من عام 1984 [14]. كانت الأجهزة الأولى تعتمد على فكرة اللوحات المنطقية القابلة للبرمجة *Programmable logic block* والتي تتضمن جدولاً مرجعياً (*Look Up Table*) بثلاثة مداخل مع ناخب ومسجل يمكن أن يعمل كقلاب أو ماسك، هذا بالإضافة إلى بعض العناصر الأخرى الأقل أهمية. يوضح الشكل (1) لوحة منطقية بسيطة جداً قابلة للبرمجة [14].

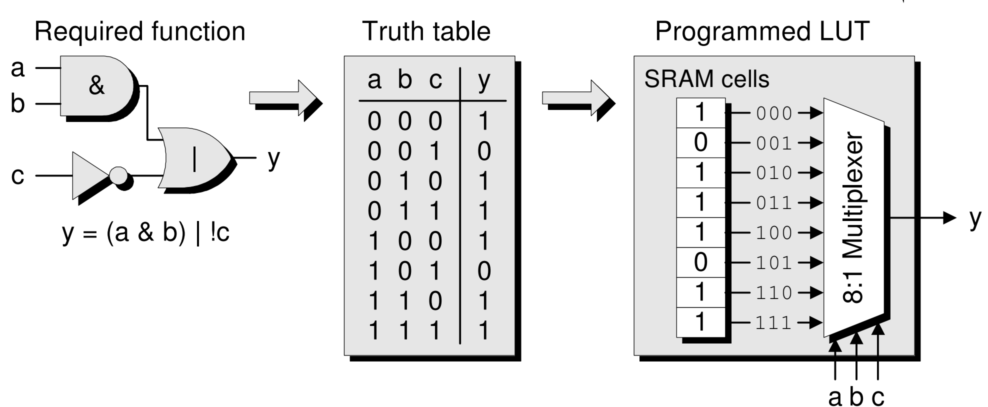
تحتوي كل شريحة *FPGA* على عدد كبير من هذه اللوحات القابلة للبرمجة، وبالاعتماد على برمجة خلايا *SRAM* (*Static Random Access Memory*) يمكن تعديل كل لوحة منطقية لتؤدي وظيفة مختلفة. يمكن لكل مسجل أن يُعدّل ليحتوي على قيم بدائية مساوية للصفر أو للواحد أو ليعمل كقلاب أو ماسك. عندما يحدد عمل المسجل كقلاب فإن عمله يمكن أن يُعدّل ليُقدح عند الجبهة الصاعدة أو الهابطة لنبضة الساعة [15].



الشكل (1) العناصر الأساسية المشكلة للوحة المنطقية القابلة للبرمجة

إن الناخب المغذي للقلاب يمكن أن يُعدّل بحيث يقبل تغذية من خرج جدول مرجعي أو من دخل خاص للوحة المنطقية. أما الجدول المرجعي فيمكن أن يُعدّل ليؤدي وظيفة منطقية بثلاثة مداخل. على سبيل المثال، لنعتبر أننا بحاجة إلى جدول مرجعي لتحقيق العلاقة y = (a & b) | !c.

يمكن تحقيق هذه الوظيفة بتحميل جدول البحث بقيمة الخرج المناسبة كما في الشكل (2). من الجدير بالملاحظة أن الناخب 8:1 الذي يعتمد في عمله على الجدول المرجعي *Look Up Table* (والموضح في الشكل (2)) استخدم فقط للتبسيط [14].



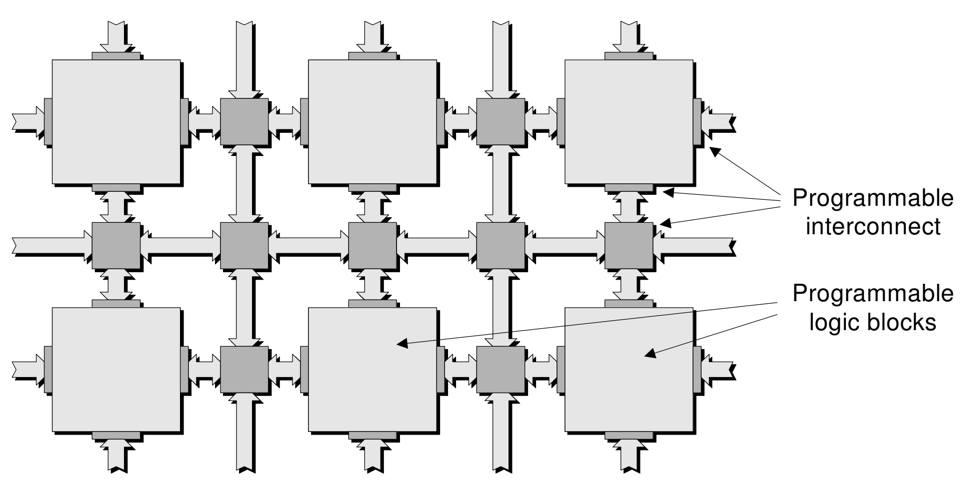
a	b	c	y
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

الشكل (2) بنية الجدول المرجعي

تتضمن شريحة الـ *FPGA* الكاملة عدداً كبيراً من اللوحات المنطقية "جزر" محاطة "ببحر" من

الوصلات الداخلية القابلة للبرمجة كما في الشكل (3). في الحقيقة إن كل الترانزستورات والوصلات الداخلية تُنجز على نفس قطعة السيليكون باستخدام تقنيات إنشاء الدارات المتكاملة. بالإضافة للوصلات الداخلية المحلية الموضحة في الشكل (3)، هناك أيضاً ممرات وصلات داخلية عامة عالية السرعة والتي يمكن أن تمرر الإشارات عبر الشريحة دون الحاجة للمرور بالعديد من عناصر التبديل المحلية.

من الممكن أن يتضمن الجهاز أقطاب دخل/خرج أوليّة (لا تظهر في الشكل (3)) وبواسطة خلايا *SRAM* خاصة فإن الوصلات الداخلية يمكن أن تبرمج كمداخل أساسية للجهاز والتي قد تكون موصولة إلى مدخل واحد أو أكثر من اللوحات المنطقية القابلة للبرمجة. إن خرج أي لوحة منطقية يمكن أن يُستخدم لقيادة مداخل لوحات منطقية أخرى أو لقيادة المخارج الأساسية للجهاز أو الإثنين معاً، والنتيجة النهائية كانت نجاح الـ *FPGA* بسد الثغرة بين الـ *PLD* و*ASIC*، فمن جهة تملك هذه الشريحة حسنات الـ *PLD* الذي يمتاز بقابلية التعديل بأداء عالي، ومن جهة أخرى تملك حسنات الـ *ASIC* في إمكانية انجاز وظائف كبيرة ومعقدة [15].



الشكل (3) مسقط رأسي للبنية العامة للـ FPGA مع التبسيط

إن الإمكانيات التي توفرها شريحة مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة جعلت الأنظار تتوجه إليها وشجّعت المصممين على الاعتماد عليها في بناء خوارزميات أنظمة القيادة الكهربائية.

يهدف هذا العمل إلى تصميم منظومة قيادة رقمية لمحرك تيار مستمر قادرة على تأمين عمل المحرك بشكل مناسب ضمن مجال سرعة واسع وعند أحمال مختلفة، بالإضافة إلى تحليل استقرار المنظومة واستجابتها، ومن ثم بنائها ضمن شريحة مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة *FPGA*.

لتوضيح خطوات العمل المنجزة خلال فترة البحث، فقد تم عرضها ضمن خمسة فصول، وفيما يلي شرح موجز عن محتويات كل فصل:

- الفصل الأول: يتطرق هذا الفصل إلى مبدأ عمل محركات التيار المستمر وبنيتها، بالإضافة إلى طرق التحكم بسرعة محرك التيار المستمر، وبما أن هذا البحث يهدف إلى قيادة المحرك رقمياً عند سرعات أقل من السرعة الاسمية، فقد تم اختيار طريقة التحكم بسرعة المحرك بواسطة تغيير جهد المتحرض باستخدام مبدلة مناسبة. بعد ذلك تم تقديم شرح موجز لأنواع المبدلات وطرق عملها. أخيراً، تم استعرض كيفية نمذجة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل مع أخذ تأثير رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.

- الفصل الثاني: يستعرض هذا الفصل ميزات منظمات *PID* وكيفية تصميمها وطرق معايرتها، كما تــم التطرق إلى دراسة كيفية تصميم منظومتي تحكم بسرعة محرك التيار المستمر ذي التهيــيج المســتقل باستخدام منظمات *PID*، ونظراً إلى أن البحث يركّز على بناء منظومة التحكم ضمن شريحة *FPGA*، فقد تم توضيح كيفية تحويل المنظومة المدروسة إلى كل من النموذجين الرقمي والواحدي.
- الفصل الثالث: بشكلٍ مشابه للفصل الثاني فقد تم التطرق إلى خواص خوارزمية النمط الانزلاقي وكيفية تصميمها، كما تم التركيز على طريقة تصميم منظومتي تحكم بسرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل باستخدام هذه الخوارزمية، ونظراً إلى أن البحث يركّز على بناء منظومة التحكم ضمن شريحة *FPGA*، فقد تم أيضاً استعراض كيفية تحويل المنظومة المدروسة إلى كل مــن النمــوذجين الرقمــي والواحدي. أخيراً، أجريت مقارنة بين منظومتي التحكم المبنيتــين وفــق خوارزميــة منظمــات *PID* وخوارزمية النمط الانزلاقي *SMC* بهدف التعرف على المنظومة ذات الأداء الأمثل.
- الفصل الرابع: في هذا الفصل تم التحقق من استقرار نظام التحكم الأمثل عند تغيير المعاملات الداخلية للمحرك، كمقاومة المتحرض وعزم العطالة، وذلك بالاعتماد على طريقة توضُع أقطاب الحلقة المغلقــة للنظام في المستوي العقدي.
- الفصل الخامس: إن الغايــة من هذا الفصل هو تصــميم وبنــاء نظامي قيادة رقميين ضمن شــريحة *FPGA* بهدف تنظيم التيار (العزم) في محرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل وذلــك وفــق طريقتــي منظمات *PID* وخوارزمية النمط الانزلاقي *SMC*.

الفصل الأول
محركات التيار المستمر، بنيتها، أنواعها، مبدلاتها، نمذجتها

1.1. مقدمة

على الرغم من تزايد استخدام المحركات التحريضية والمتواقتة في شتى التطبيقات العمليّة والصناعيّة، إلا أن محركات التيار المستمر لا تزال تلعب دوراً فاعلاً في العديد من التطبيقات، وذلك للأسباب التالية:

- سهولة قيادتها مقارنة مع المحركات التحريضية التي تكون فيها العلاقة بين التدفق المغناطيسي والعزم الكهرومغناطيسي غير خطية.
- إن أنظمة القدرة التي تعمل بالتيار المستمر لا تزال شائعة في السيارات والطائرات والقطارات، وبالتالي من البديهي استخدام محركات التيار المستمر فيها.
- الإنتشار الواسع لاستخدام محركات التيار المستمر في مجال هندسة الروبوت.

وعلى الرغم من المحاسن المذكورة لمحركات التيار المستمر، فإن لها مساوئاً لا بد من ذكرها، وتتمثل في إرتفاع ثمنها، وحاجتها إلى صيانة دورية نظراً لوجود المبدل والفحمات.

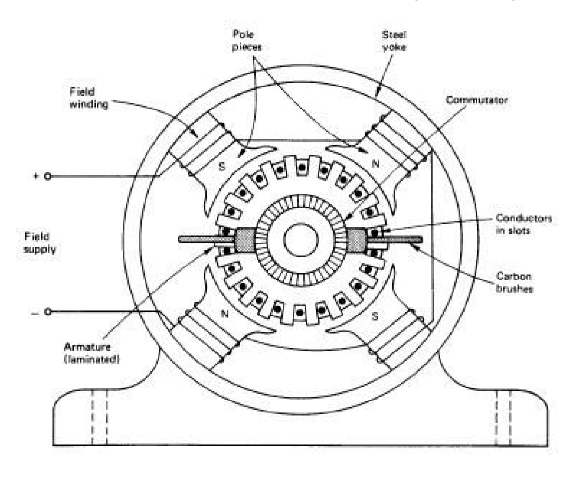
2.1. مبدأ عمل آلات التيار المستمر وبنيتها

تعتمد آلة التيار المستمر في عملها على دوران ملف يُسمى ملف المتحرض *Armature Winding* في ساحة مغناطيسية ناتجة عن ملف ثابت يُدعى ملف التهييج *Field Winding*.

يتألف ملف المتحرض عادةً من عدد من الوشائع المتماثلة موضوعة داخل أخاديد موزعة بانتظام على السطح الخارجي للدوار المصنوع من صفائح فولاذية معزولة، وتتصل الوشائع فيما بينها عبر المبدل *Commutator* الذي يتكون من عدد من القضبان الناقلة (النحاسية) المعزولة عن بعضها بعضاً. يدور المبدل مع المتحرض حيث يعمل على تقويم الجهد والتيار في المتحرض.

بالإضافة إلى الأقطاب التي تحمل وشائع التهييج والمنتجة للفيض الرئيسي داخل الآلة، تُستخدم أقطاب التبديل لتقدم قوة محركة مغناطيسية في اتجاه معاكس للقوة المحركة المغناطيسية الناتجة عن المتحرض، وذلك بهدف الوصول إلى تبديل بدون ومضات على المسفرات *Brushes* التي تكون على تماس مع المبدل.

لا تُستخدم أقطاب التبديل عادةً في المحركات الصغيرة التي تكون استطاعتها أقل من حصان واحد وذلك لأن مقاومة وشائع المتحرض تكون عالية بقدرٍ كافٍ لمنع الومضات الزائدة على المسفرات. يبين الشكل (1-1) الأجزاء الرئيسية المكونة لمحرك التيار المستمر [3].



الشكل (1-1): الأجزاء الرئيسية المكونة لمحرك التيار المستمر

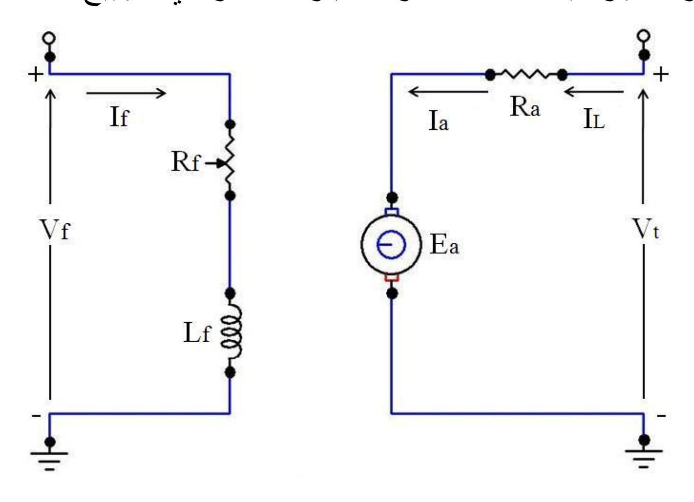
3.1. أنواع محركات التيار المستمر

يمكن تصنيف محركات التيار المستمر حسب طريقة توليد الفيض المغناطيسي المفيد في الثغرة الهوائية أو بمعنى آخر حسب طريقة ربط دارة التهييج بدارة المتحرض إلى الأنواع التالية [3]:

أ- محركات التيار المستمر ذات التهييج المستقل

إن محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل هو محرك يتم تهييجه من منبع مستقل للجهد، يمتاز هذا المحرك بأن الفيض الرئيسي المتولد من ملف التهييج مستقل تماماً عن تيار المتحرض (تيار الحمولة).

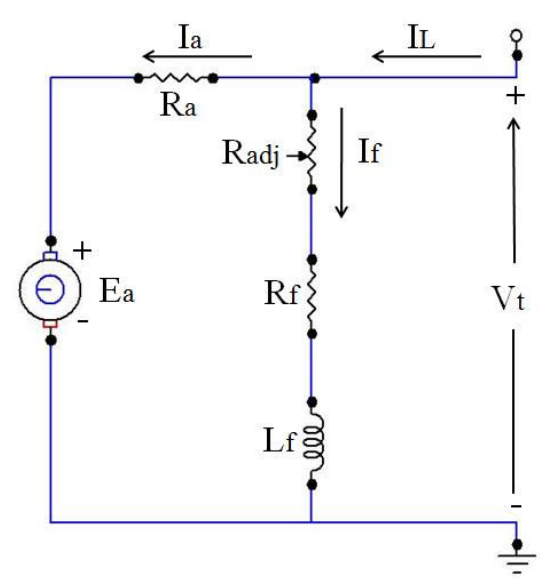
يبين الشكل (1−2) الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل.



الشكل (1−2): الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل

ب- محركات التيار المستمر التفرعية

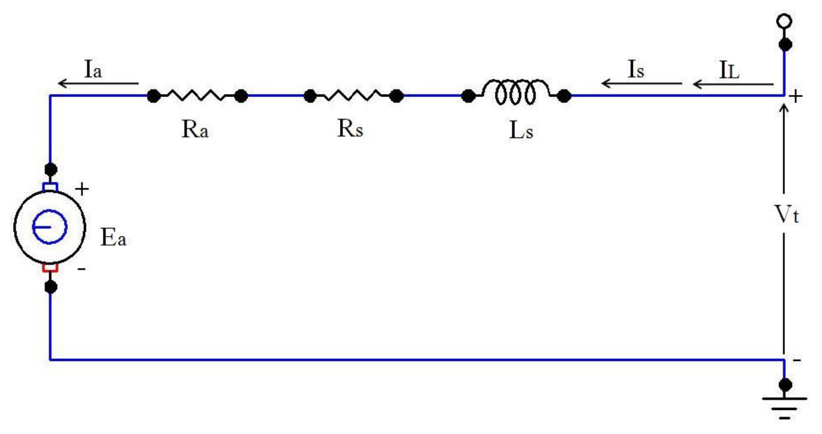
تكون دارة التهييج في محرك التيار المستمر التفرعي موصولة على التفرع مع أقطاب المتحرض بحيث تُغذى من نفس منبع التغذية. عندما يكون جهد التغذية للمحرك ثابتاً فإن أداء محرك التيار المستمر التفرعي وأداء المحرك ذي التهييج المستقل يكونا متطابقين. يبين الشكل (1−3) الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر التفرعي.



الشكل (1−3): الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر التفرعي

جـ- محركات التيار المستمر التسلسلية

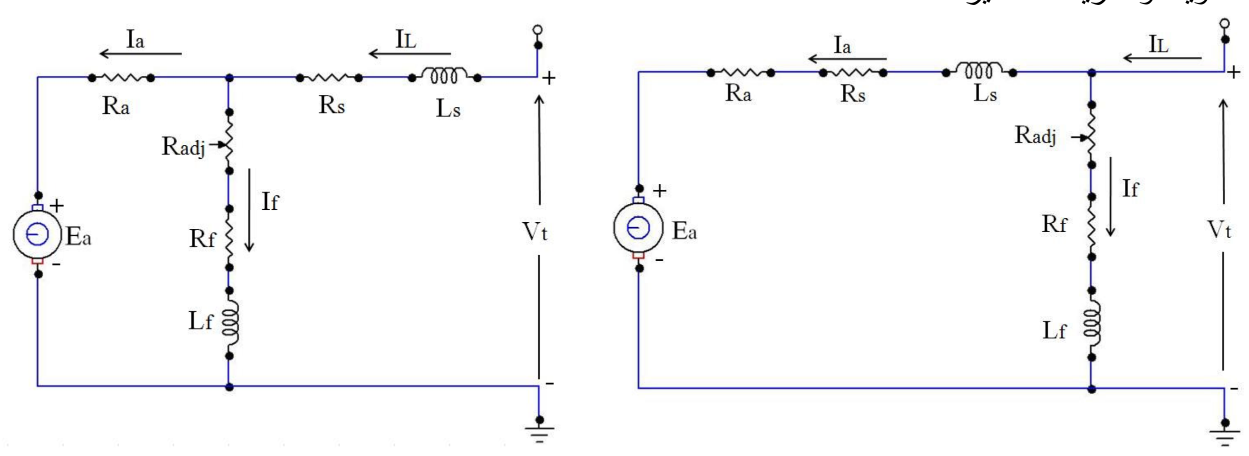
إن محرك التيار المستمر التسلسلي هو محرك دارة تهييجه موصولة على التسلسل مع دارة المتحـرض بحيث يغذيان على التسلسل من نفس منبع التغذية. يبين الشكل (1−4) الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر التسلسلي.



الشكل (1−4): الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر التسلسلي

د− محركات التيار المستمر المختلطة

إن محرك التيار المستمر المختلط هو محرك له تهييج تفرعي وتهييج تسلسلي. يُسمى المحرك المختلط محركاً جمعياً إذا وافق اتجاه الحقل التسلسلي الحقل التفرعي، ويسمى محركاً طرحياً إذا عاكس اتجاه الحقل التسلسلي الحقل التفرعي. يبين الشكل (1−5) الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر المختلط ذي التفريعة الطويلة والتفريعة القصيرة.



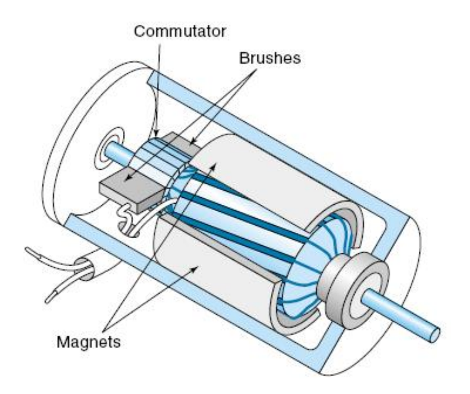
ب− توصيلة تفريعة قصيرة　　　**أ− توصيلة تفريعة طويلة**

الشكل (1−5): الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر المختلط

بالإضافة إلى أنواع محركات التيار المستمر المذكورة آنفاً، ظهرت أنواع أخرى من محركات التيار المستمر، أهمها:

− محركات التيار المستمر ذات المغناطيس الدائم (*Permanent - Magnet DC Motors*)

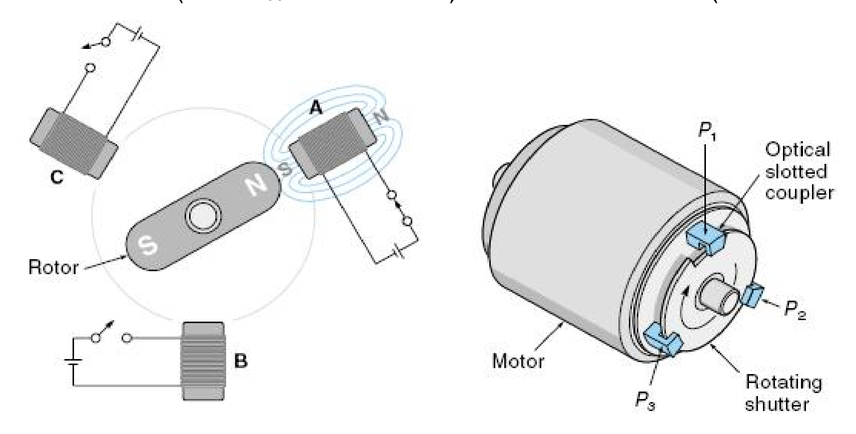
إن محرك التيار المستمر ذي المغناطيس الدائم هو محرك تيار مستمر ذو تهييج مستقل، استبدلت فيه دارة التهييج بمغناطيس دائم، كما يظهر في الشكل (1−6). انطلاقاً من الحقل المغناطيسي المستقر الناتج عن المغناطيس الدائم، فإن هذا المحرك يمتاز بمنحني عزم- سرعة خطي [4].



الشكل (1−6): البنية العامة لمحرك التيار المستمر ذي المغانط الدائمة

− محركات تيار مستمر بدون مسفرات (*Brushless DC Motors*)

يبين الشكل (1−7) محرك تيار مستمر بدون مسفرات ثلاثي الطور (ذا ثلاثة ملفات للمتحرض متوضعة على الثابت). يستخدم في هذا المحرك مغانط دائمة بدلاً من ملفات التهييج وتكون متوضعة على الدوار مما يلغي الحاجة إلى وجود المسفرات. يتم تأمين دوران هذا المحرك بتزويد ملفات المتحرض بالتيار اللازم بشكل متتابع، وذلك عن طريق التحكم بوصل دارة التغذية بملفات المتحرض وفصلها عنها بواسطة حساسات متوضعة داخل المحرك. هناك عدة أنواع من الحساسات المستخدمة في هذه المحركات، أهمها: حساسات الرابطة الضوئية (*Photo Coupler Sensors*)، وحساسات أثر هول (*Hall-effect Sensors*) [4].



الشكل (1−7): البنية العامة لمحرك التيار المستمر بدون مسفرات

4.1. طرق التحكم بسرعة محرك التيار المستمر

تُعطى علاقة السرعة في محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل بالمعادلة التالية:

$$\omega = \frac{V_a}{k.\phi} - I_a.\frac{R_a}{k.\phi} \qquad (1\text{-}1)$$

حيث: ω : سرعة المحرك

V_a : جهد المتحرض

I_a : تيار المتحرض

R_a : مقاومة المتحرض

ϕ : الفيض المغناطيسي في الثغرة الهوائية

$k = \frac{p \cdot z}{2 \cdot \pi \cdot a}$: ثابت الارتباط الكهرومغناطيسي

p : عدد الأقطاب

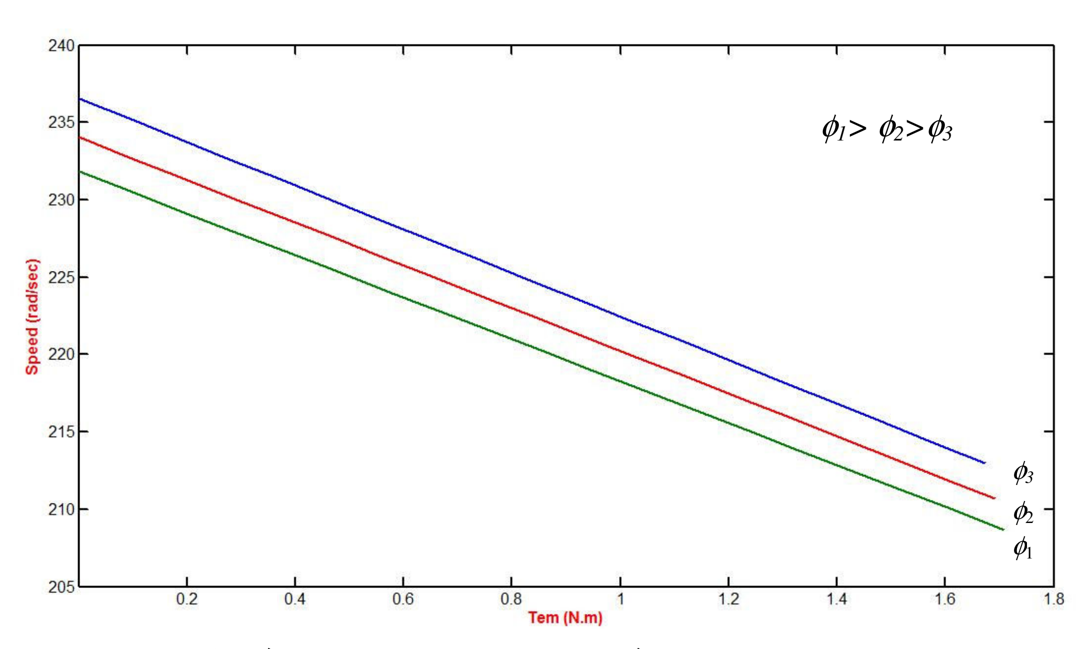
z : عدد النواقل في المتحرض

a : عدد مسارات التيارات المتوازية في ملف المتحرض.

نلاحظ من العلاقة (1−1) أنه يمكن التحكم بسرعة محرك التيار المستمر عن طريق تغيير إحدى البارامترات التالية [1]:

أ- تغيير التدفق المغناطيسي ϕ

إن تغيير التدفق المغناطيسي يكون باتجاه واحد، وهو تخفيضه فقط، لأن زيادته تؤدي إلى إشباع الدارة المغناطيسية للمحرك، أما تخفيض التدفق فيؤدي إلى زيادة سرعة المحرك. يبين الشكل (1−8) منحني العزم− السرعة عند قيم مختلفة للتدفق المغناطيسي.



الشكل (1−8): منحني العزم− السرعة لمحرك التيار المستمر عند قيم مختلفة للتدفق المغناطيسي

ميزات هذه الطريقة:

- غير مكلفة نسبياً وبسيطة.
- مردود جيد لأن الضياعات في دارة التهييج صغيرة.
- تؤمن تحكم ناعم بالسرعة.

مساوئ هذه الطريقة:

- عدم القدرة على قيادة المحرك عند سرعة دوران تحت السرعة الاسمية، لأن ذلك سيتطلب عندئذٍ زيادة التدفق وبالتالي الانتقال للعمل في منطقة الإشباع المغناطيسي.
- عدم الاستقرار عند السرعات العالية بسبب رد فعل المتحرض.
- صعوبة التبديل وإمكانية ضرر المبدل عند السرعات العالية.

ب- تغيير مقاومة المتحرض R_a

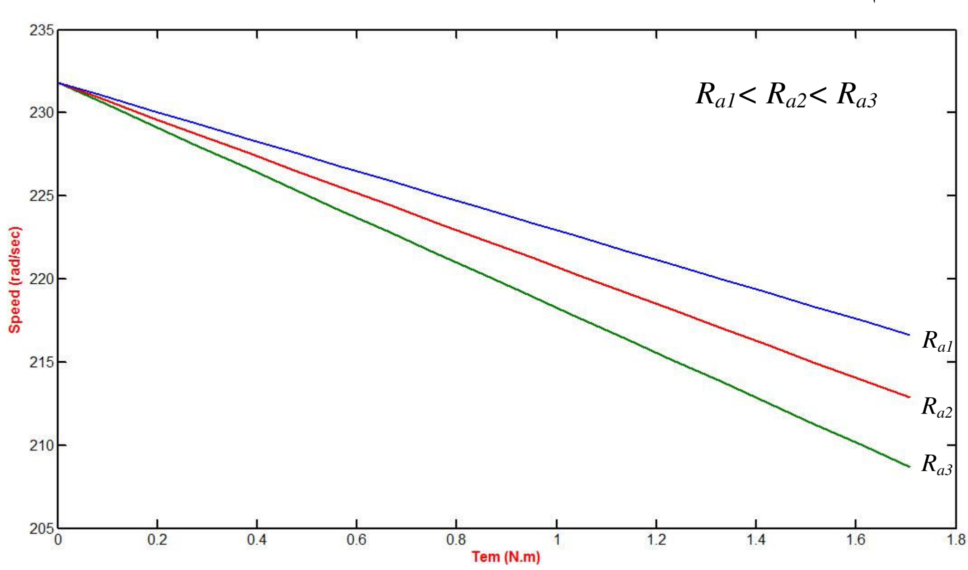
تعتمد هذه الطريقة على إضافة مقاومات إلى دارة المتحرض، إن زيادة مقاومة المتحرض تؤدي إلى انخفاض الجهد على طرفيه مما يسبب انخفاضاً في السرعة. يبين الشكل (1−9) منحني العزم− السرعة عند قيم مختلفة لمقاومة المتحرض.

ميزات هذه الطريقة:

- القدرة على قيادة المحرك عند سرعات تقع تحت السرعة الاسمية.
- سهولة وبساطة التوصيل.
- إمكانية الحصول على مزايا مختلفة لإقلاع المحرك وكذلك للتحكم بسرعته.

مساوئ هذه الطريقة:

- الكلفة العالية نسبياً، نظراً للحاجة إلى مقاومات متغيرة ذات قيم مرتفعة قادرة على تصريف كميات كبيرة من الحرارة.
- تنظيم السرعة سيء عند العمل على فراغ لأن قيمة تيار المتحرض صغيرة وبالتالي هبوط الجهد على المقاومة صغير.
- مردود منخفض يتسبب في كلفة تشغيل عالية.
- صعوبة تنظيم السرعة بدون قفزات عند قيادة محركات ذات استطاعات كبيرة.



الشكل (1-9): منحني العزم – السرعة لمحرك التيار المستمرعند قيم مختلفة لمقاومة المتحرض

جـ - تغيير جهد المتحرض V_a

إن اتجاه تغيير جهد المتحرض وفق هذه الطريقة يكون فقط نحو تخفيض قيمته عن قيمة الجهد الاسمي، وذلك لأنه من غير المسموح زيادة جهد المتحرض عن قيمته الاسمية، وتعتبر هذه الطريقة الأكثر انتشاراً للتحكم بالسرعة. يبين الشكل (1-10) منحني العزم- السرعة عند قيم مختلفة لجهد المتحرض.

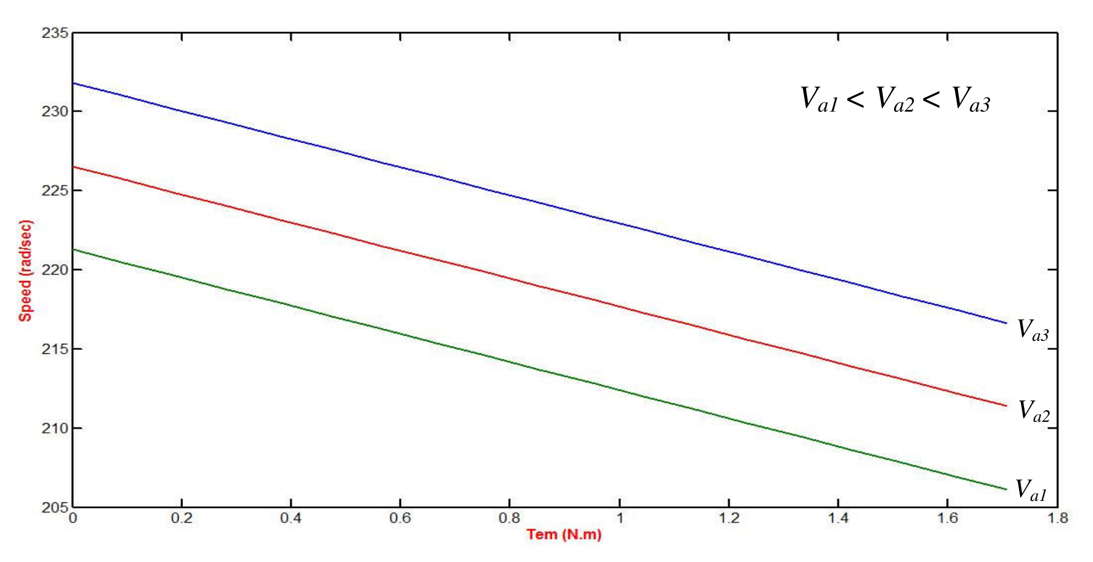
ميزات هذه الطريقة:

- تأمين مردود وعزم وتنظيم جيد للسرعة.
- تحكم ناعم بالسرعة بدون قفزات.

مساوئ هذه الطريقة:

- عدم إمكانية العمل عند سرعة دوران أعلى من السرعة الاسمية.

بما أن الغاية من هذا البحث هو التحكم رقمياً بسرعة محرك التيار المستمر، وبما أن الهدف هو قيادته عند سرعة أقل من السرعة الاسمية، لذلك سيتم تنظيم سرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل وفق طريقة تغيير جهد المتحرض V_a باستخدام مبدلة مناسبة.



الشكل (1−10): منحني العزم − السرعة لمحرك التيار المستمرعند قيم مختلفة لجهد المتحرض

5.1. أنواع المبدلات

يمكن أن يعمل محرك التيار المستمر وفق نمطي عمل هما:

أ− التحريك ($Motoring$) ب− الكبح ($Braking$)

وذلك في كلا اتجاهي الدوران الأمامي والعكسي.

تُستخدم المبدلات لتأمين عمل المحرك وفق النمطين المذكورين أياً كان اتجاه الدوران، أي أنهـا تـؤمن عمـل المحرك ضمن أي ربع من الأرباع الأربعة الممثلة لمنحني ميزة خرج المحرك (منحني العـزم − السـرعة). تتغير اتجاهات التيارات والجهود وبالتالي تدفق الطاقة حسب نمط عمل المحرك واتجاه دورانه وفق مبدأ الأرباع الأربعة، كما هو موضح بالشكل (1−11).

− الربع الأول (التحريك الأمامي)

في هذا الربع يدور المحرك وفق الاتجاه الأمامي، وتكون المقادير الكهربائية (V_a, I_a, E_a) موجبة، وكذلك فـإن اتجاه العزم والسرعة يكونان موجبين أيضاً، أما اتجاه تدفق الطاقة خلال الدارة فيكون من المنبع إلى المحـرك $V_a > E_a$.

− الربع الثاني (الكبح الأمامي)

في هذا الربع يدور المحرك في الاتجاه الأمامي، ولكبحه لا بد من عكس اتجاه العزم، وبالتـالي عكـس اتجـاه التيار. يتحقق ذلك بجعل اتجاه تدفق الطاقة خلال الدارة من المحرك إلى المنبع أي $E_a > V_a$. أما اتجاه المقادير الكهربائية والميكانيكية في هذا الربع فيكون كالتالي:

$$\left.\begin{aligned}(V_a, \Omega, E_a) &> 0 \\ (I_a, T_{em}) &< 0\end{aligned}\right\}$$

− الربع الثالث (التحريك العكسيّ)

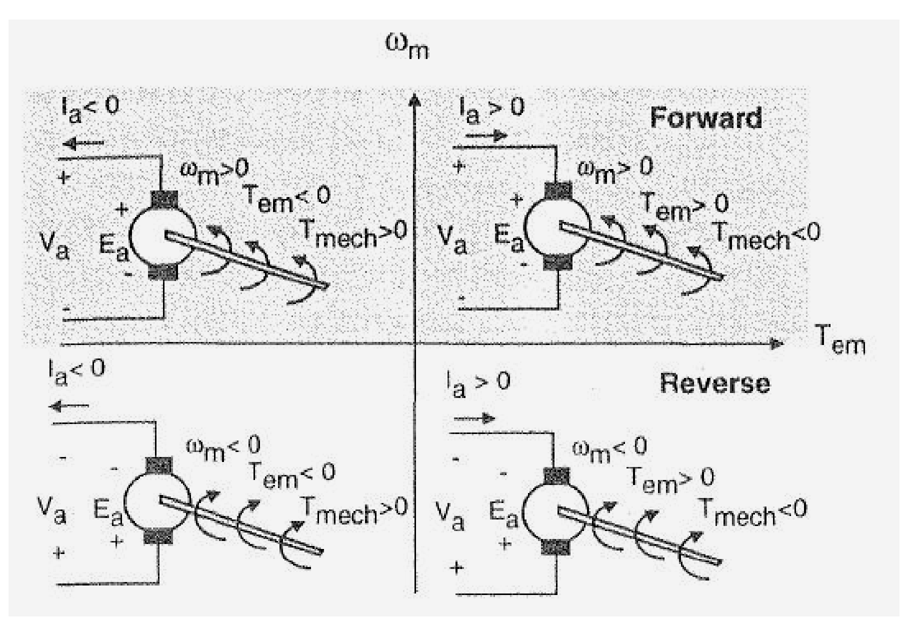
في هذا الربع تكون المقادير الكهربائية (I_a, V_a, E_a) سالبة، ويكون اتجاه العزم والسرعة سالباً أيضاً، وللحفاظ

على تدفق الطاقة خلال الدارة من المنبع إلى المحرك يجب أن يتحقق الشرط $|E_a| < |V_a|$.

– الربع الرابع (الكبح العكسيّ)

يكون اتجاه دوران المحرك في هذا الربع وفق الاتجاه العكسي، ولكبحه يجب عكس اتجاه العزم بحيث يصبح موجباً، ولتحقيق ذلك لابد من عكس اتجاه التيار، أي أن تدفق الطاقة يصبح من المحرك إلى المنبع $|E_a|>|V_a|$، أما اتجاه المقادير الكهربائية والميكانيكية في هذا الربع فيكون كالتالي:

$$\left.\begin{array}{l}(V_a,\Omega,E_a)<0\\ \\(I_a,T_{em})>0\end{array}\right\}$$



الشكل (1–11): منحني العزم – السرعة لمحرك التيار المستمر وفق مبدأ الأرباع الأربعة

تُقسم المبدلات إلى نوعين رئيسيين [2]:

أ– المبدلات الثايرستورية.

ب– المبدلات الترانزستورية (المقطعات *Choppers*).

1.5.1. المبدلات الثايرستورية

المبدلات الثايرستورية عبارة عن دارات تقويم متحكم بها، تقوم بتحويل الجهد المتناوب إلى جهد مستمر متحكم به عن طريق تغيير زوايا قدح الثايرستورات المستخدمة. عند وصل محرك تيار مستمر على خرج مبدلة ثايرستورية فإننا نستطيع التحكم بسرعته عن طريق ضبط جهد خرج المبدلة.

تُقسم المبدلات الثايرستورية حسب عدد الأطوار إلى [5]:

أ– مبدلات ثايرستورية أحادية الطور.

ب– مبدلات ثايرستورية ثلاثية الطور.

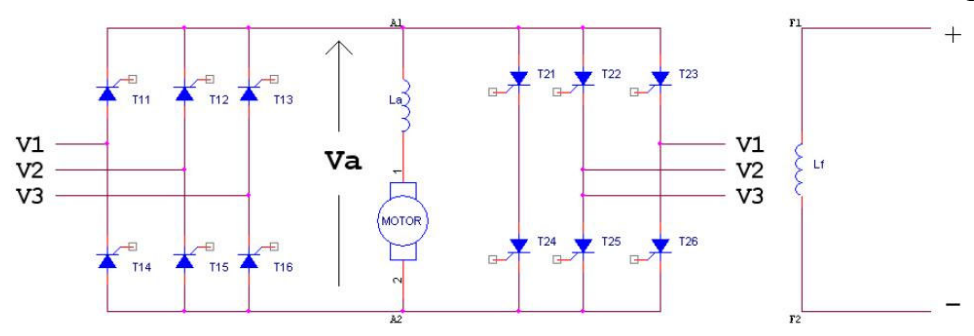
تمتاز المبدلات الثايرستورية ثلاثية الطور عن الأحادية بما يلي:

1– تُستخدم في التطبيقات التي تتطلب استطاعات عالية.

2– تُعطي على خرجها إشارة جهد مستمر أكثر نعومة.

ومن الجدير بالذكر أن الاستطاعة المصروفة عند استخدام المبدلات الثايرستورية ثلاثية الطور أكبر من الاستطاعة المصروفة عند استخدام المبدلات الأحادية الطور.

يبين الشكل (1−12) مبدلة ثايرستورية مزدوجة ثلاثية الطور، تتألف هذه المبدلة من مبدلتين ثلاثيتي الطور جسريتين موصولتين على التوازي والتضاد، بحيث إذا طُبقت نبضات القدح على المبدلة الأولى وحجبت عن الثانية فإن ذلك يؤدي إلى دوران المحرك بالاتجاه الأمامي، بالمقابل لتدوير المحرك بالاتجاه العكسي تحجب نبضات القدح عن المبدلة الأولى وتطبق على المبدلة الثانية.



الشكل (1−12): مبدلة ثايرستورية مزدوجة ثلاثية الطور

بالنتيجة، فإن هذه المبدلة المزدوجة تتيح التحكم بسرعة محرك التيار المستمر بالاتجاهين الأمامي والعكسي، حيث تؤمن كل مبدلة من المبدلتين المكونتين لها عمل المحرك بربعين من الأرباع الأربعة الممثلة لمنحني ميزة خرج المحرك. تُعطى القيمة المتوسطة لجهد خرج المبدلة بالعلاقة التالية:

$$V_a = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}.\cos\alpha \qquad (1\text{-}2)$$

تشكيل نبضات القدح:

يُعطى جهد خرج المبدلة بشكل عام بالعلاقة التالية:

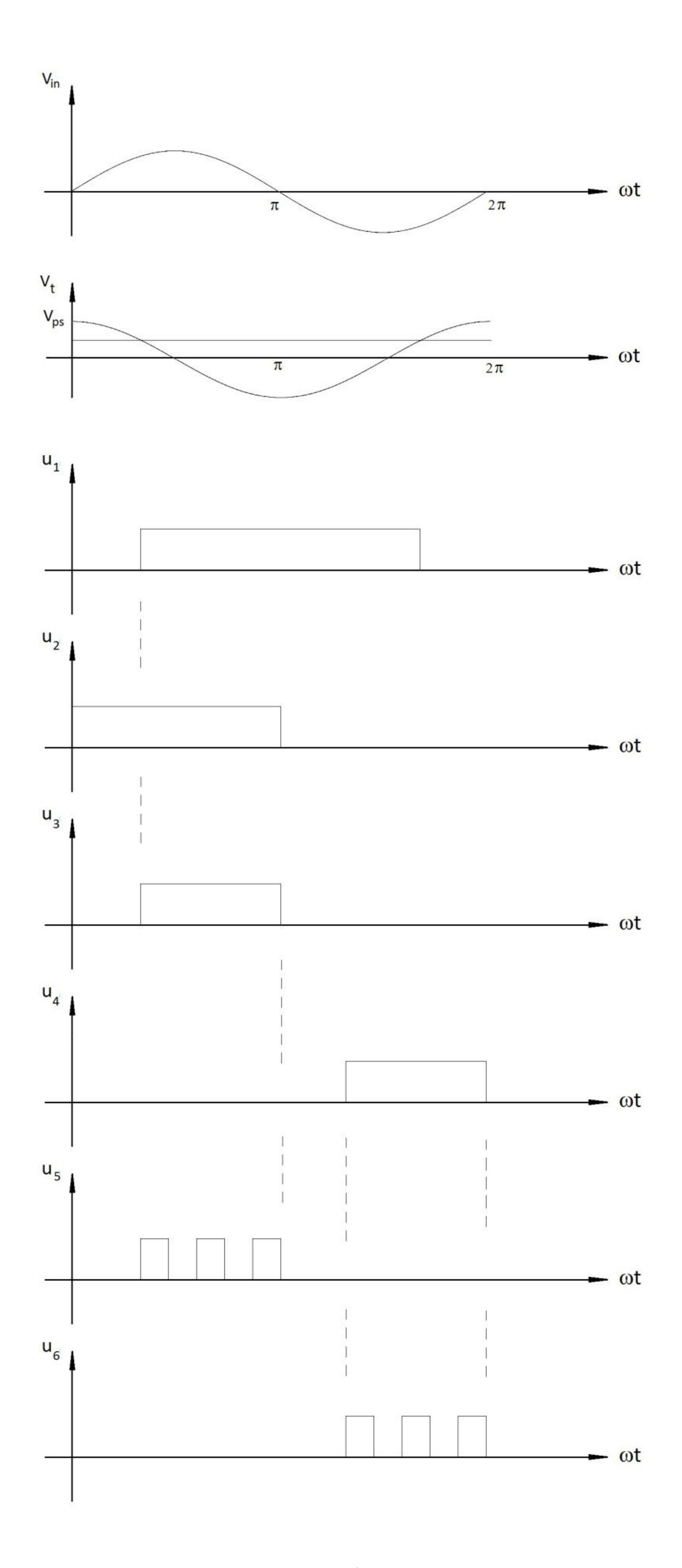
$$V_a = k.\cos\alpha \qquad (1\text{-}3)$$

فيما يلي شرح موجز لطريقة تشكيل نبضات قدح الثايرستورات اعتماداً على المنحنيات المبينة بالشكل (1−13). للحصول على نبضات القدح تُقارن إشارة جهد مستمر مع إشارة التجيب (cos) والتي هي عبارة عن إشارة منبع التغذية الجيبي (sin) مزاحة بمقدار (90º) (المنحني V_t)، بنتيجة هذه المقارنة تتشكل نبضة عريضة تحدد بدايتها بداية قدح الثايرستور (المنحني U_1)، ولكن هذه النبضة تمتد إلى النوبة السالبة لإشارة التجيب (cos)، وللتخلص من هذه المشكلة تقارن إشارة الدخل الجيبية (sin) مع الصفر عندئذٍ تتكون نبضة مربعة قيمتها واحد عند النوبة الموجبة لإشارة الدخل وصفر عند النوبة السالبة للإشارة (المنحني U_2).

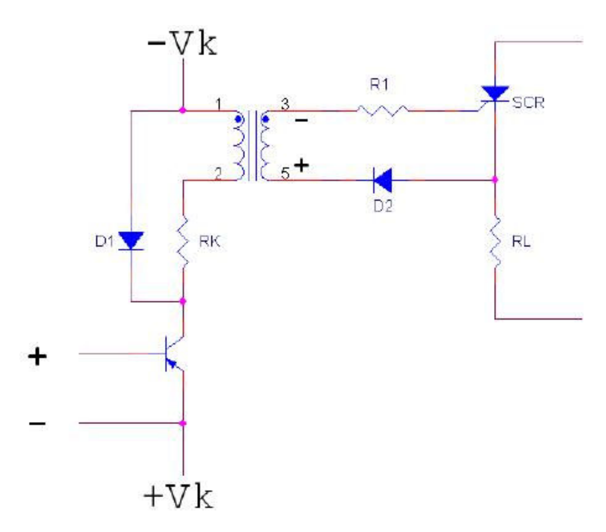
بوضع الإشارتين U_1 و U_2 كدخل لبوابة AND عندئذٍ يتولد على خرجها نبضة بدايتها هي بداية النبضة U_1 وتنتهي بنهاية النبضة U_2. تستخدم النبضة الناتجة U_3 لقدح الثايرستور عند النوبة الموجبة لإشارة الدخل، أما لقدح الثايرستور عند النوبة السالبة فيتم إزاحة إشارة الجهد U_3 بمقدار (180º) عندئذٍ تتشكل النبضات الممثلة بالمنحني U_4. لتطبيق النبضات U_3 و U_4 على بوابات الثايرستورات المشكلة للمبدلة تستخدم دارة الملاءمة المبينة في الشكل (1−14). إن الهدف من هذه الدارة هو:

أ- تأمين عزل مغناطيسي بين دارة القدرة ودارة التحكم.

ب- تأمين التيار الكافي لقدح بوابة الثايرستور.



الشكل (1−13): طريقة تشكيل نبضات قدح الثايرستورات

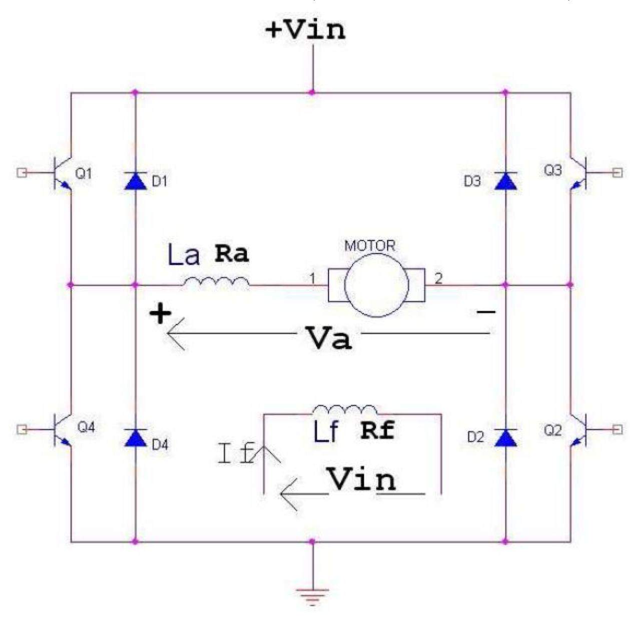


الشكل (1-14): دارة الملاءمة المستخدمة لتطبيق نبضات القدح على بوابات الثايرستورات

عند تطبيق نبضات القدح U_3 على قاعدة الترانزستور، يمر تيار في أولي المحولة، مما يؤدي إلى توليد تيار في ثانوي المحولة، وهذا التيار بدوره يؤمن قدح بوابة الثايرستور، ونظراً لكون نبضات القدح U_3 عريضة نسبياً فإن تطبيقها على الدارة سيؤدي إلى حدوث حالة إشباع في المحولة، مما يؤدي إلى ارتفاع درجة حرارتها، لذلك يتم تقطيع كل نبضة من النبضات الناتجة في المنحنيين U_3 و U_4 إلى قطار من النبضات المربعة ذي تردد عالٍ وتطبيقها على قاعدة الترانزستور (المنحنيين U_5 و U_6).

ملاحظة: يمكن الحصول على قطار النبضات باستخدام دارة *Astable* اعتماداً على شريحة 555.

2.5.1. المبدلات الترانزستورية (المقطعات *Choppers*)



الشكل (1-15): دارة مبدلة ترانزستورية جسرية تؤمن عمل محرك التيار المستمر في الأرباع الأربعة

تتغذى المبدلات الترانزستورية من منبع جهد مستمر، وعن طريق فصل ووصل تيار الحمولة يتولد جهد مستمر منظم على خرجها، أي أن المبدلات الترانزستورية تحول الجهد المستمر الثابت إلى جهد مستمر متغير. بالنسبة لمحرك التيار المستمر فإن المقطعات تتحكم بجهد المتحرض V_a عند تطبيق جهد مستمر ثابت على دخلها.

تتميز المقطعات بقابلية الكبح مع إعادة القدرة إلى الشبكة (*Regenerating Braking*)، يمكن استثمار هذه

الميزة في العديد من التطبيقات [5].

يبين الشكل (1−15) دارة مبدلة ترانزستورية تؤمن عمل المحرك ضمن الأرباع الأربعة. تتألف هذه الدارة من أربع ترانزستورات من نوع *npn* مربوطة بشكل جسري (جسر *H*)، وأربع ديودات لتأمين مرور التيار في حالات فصل الترانزستورات.

يمكن تشغيل هذه الدارة وفق إحدى الطريقتين التاليتين:

الطريقة الأولى:

تعتمد هذه الطريقة على تطبيق نبضات القدح على ترانزستورين فقط وحجبها عن الترانزستورين الآخرين وذلك حسب اتجاه دوران المحرك.

بفرض أن الترانزستورين (Q_1,Q_2) في حالة *ON* (خلال الفترة T_{ON})، فإن الجهد المطبق على طرفي المحرك يعطى بالعلاقة:

$$V_\alpha = \alpha V_{in} \quad ; \quad \alpha = \frac{T_{ON}}{T} \quad T = T_{ON} + T_{OFF} \qquad (1\text{-}4)$$

ويمر تيار المتحرض I_a وفق التسلسل التالي:

$$V_{in}^{+} \rightarrow Q_1 \rightarrow Motor \rightarrow Q_2 \rightarrow V_{in}^{-}$$

مما يؤدي إلى دوران المحرك بالاتجاه الأمامي.

عندما يكون الترانزستورين (Q_1,Q_2) في حالة *OFF* (خلال الفترة T_{OFF}) فإن التيار المخزن في محارضة الدارة خلال الفترة السابقة (T_{ON}) سيتم تفريغه عبر الدارة التالية:

$$Motor \rightarrow D_3 \rightarrow V_{in} \rightarrow D_4 \rightarrow Motor$$

يستمر تفريغ التيار عبر هذه الدارة حتى يتم قدح الترانزستورين (Q_1, Q_2) في الدور التالي.

تُستخدم هذه الدارة للتحكم بسرعة واتجاه دوران محرك التيار المستمر، حيث يتم التحكم بالسرعة بواسطة تغيير قيمة دورة العمل α (تغيير فترة الوصل T_{ON} وفترة الفصل T_{OFF} للترانزستورات)، ولعكس اتجاه الدوران يُستبدل الترانزستورين اللذين تطبق عليهما نبضات القدح بالترانزستورين الآخرين، أي أن:

أ− المحرك يدور بالاتجاه الأمامي، عند تطبيق نبضات القدح على الترانزستورين (Q_1, Q_2) فقط.

ب− المحرك يدور بالاتجاه العكسي، عند تطبيق نبضات القدح على الترانزستورين (Q_3, Q_4) فقط.

الطريقة الثانية:

تعتمد هذه الطريقة على تطبيق نبضات القدح على الترانزستورات الأربعة معاً، وذلك وفق التسلسل التالي:

يتم قدح الترانزستورين (Q_1,Q_2) خلال الفترة T_{ON}، ويتم قدح الترانزستورين (Q_3,Q_4) خلال الفترة T_{OFF} (فترة الفصل للترانزستورين Q_1,Q_2 هي نفسها فترة الوصل للترانزستورين Q_3,Q_4). أي أن دور نبضات القدح المطبقة T يحقق العلاقة:

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \qquad (1\text{-}5)$$

عند قدح الترانزستورين (Q_1, Q_2)، فإن الجهد المطبق على طرفي المحرك يعطى بالعلاقة:

$$V_a = V_{in} \qquad (1\text{-}6)$$

ويمر تيار المتحرض وفق الدارة التالية:

$$V_{in}^{+} \rightarrow Q_1 \rightarrow Motor \rightarrow Q_2 \rightarrow V_{in}^{-}$$

أما عند قدح الترانزستورين (Q_3, Q_4)، فإن الجهد المطبق على طرفي المحرك يعطى بالعلاقة التالية:

$$V_a = -V_{in} \qquad (1-7)$$

ويمر تيار المتحرض وفق الدارة التالية:

$$V_{in}^{+} \rightarrow Q_3 \rightarrow Motor \rightarrow Q_4 \rightarrow V_{in}^{-}$$

يُستنتج مما سبق أن اتجاه دوران المحرك يتحدد حسب القيمة المتوسطة لجهد المتحرض V_a وفق العلاقة التالية:

$$V_a = \frac{1}{T}\left[\int_0^{T_{ON}} V_{in}.dt + \int_{T_{ON}}^{T} -V_{in}.dt\right] \qquad (1-8)$$

بعد الاصلاح فإن العلاقة التي تربط بين V_a و T_{ON} تعطى بالمعادلة:

$$V_a = \frac{V_{in}}{T}\left[2.T_{ON} - T\right] \qquad (1-9)$$

بفرض أن دورة عمل الترانزستورين (Q_1, Q_2) هي α وتعطى بالعلاقة:

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T} \qquad (1-10)$$

وبفرض أن دورة عمل الترانزستورين (Q_3, Q_4) هي α' وتعطى بالعلاقة:

$$\alpha' = \frac{T_{OFF}}{T} \qquad (1-11)$$

أي أن:

$$\alpha + \alpha' = 1 \qquad (1-12)$$

بالنتيجة فإن الشكل النهائي لعلاقة القيمة المتوسطة لجهد المتحرض V_a يُعطى بالمعادلة:

$$V_a = V_{in}\left[2\alpha - 1\right] \qquad (1-13)$$

اعتماداً على قيمة α، يمكن التمييز بين ثلاث حالات مختلفة لدوران محرك التيار المستمر:

1- $\alpha > 0.5 \leftarrow V_a > 0$: أي أن فترة عمل الترانزستورين (Q_1,Q_2) أكبر من فترة عمل الترانزستورين (Q_3,Q_4)، وبالتالي فإن القيمة المتوسطة لجهد المتحرض موجبة، والمحرك يدور بالاتجاه الأمامي.

2- $\alpha = 0.5 \leftarrow V_a = 0$: أي أن فترة عمل الترانزستورين (Q_1,Q_2) تساوي فترة عمل الترانزستورين (Q_3,Q_4)، وبالتالي فإن القيمة المتوسطة لجهد المتحرض تساوي الصفر، والمحرك لا يدور (متوقف).

3- $\alpha < 0.5 \leftarrow V_a < 0$: أي أن فترة عمل الترانزستورين (Q_1,Q_2) أصغر من فترة عمل الترانزستورين (Q_3, Q_4)، وبالتالي فإن القيمة المتوسطة لجهد المتحرض سالبة، والمحرك يدور بالاتجاه العكسيّ.

تشكيل نبضات وصل وفصل الترانزستورات:

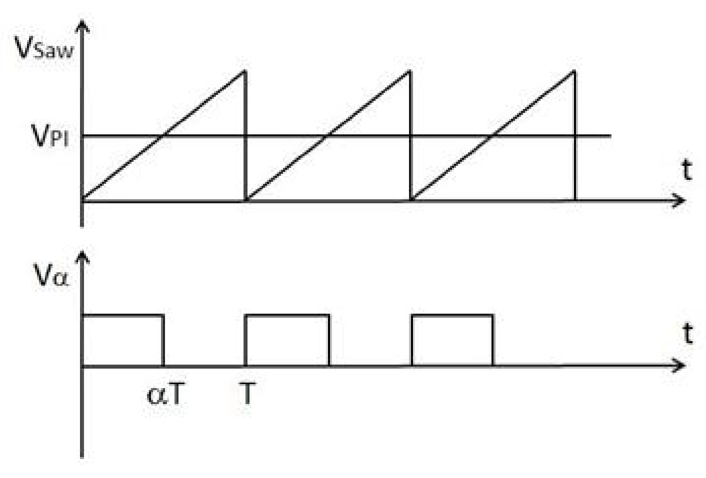
تعتمد طريقة تشكيل نبضات وصل وفصل الترانزستورات على المقارنة بين إشارة سن المنشار (أو إشارة مثلثية) وجهد تحكم مستمر وذلك حسب طريقة تشغيل المبدلة الترانزستورية.

الطريقة الأولى:

تعتمد هذه الطريقة على تشغيل المبدلة باستخدام أربع ترانزستورات بحيث تطبق نبضات القدح على ترانزستورين وتحجب عن الترانزستورين الآخرين خلال دور إشارة سن المنشار.

ونظراً لأن اتجاه دوران المحرك في هذه الطريقة يعتمد على وضعية التشغيل لترانزستورين فقط، لذا فإنه عندما يكون مطال إشارة جهد التحكم المستمر بين الصفر وقيمة أعظمية موجبة ($10V$ مثلاً)، فإن إشارة سن المنشار يجب أن تكون ذات مطال أعظمي مساوٍ لمطال إشارة الجهد المستمر (أي $10V$). بمقارنة إشارة التحكم

المستمرة مع إشارة سن المنشار يتم تشكيل نبضات القدح المطلوب تطبيقها على الترانزستورين كما هو مبين بالشكل (1−16).



الشكل (1−16): طريقة تشكيل نبضات الوصل والفصل الواجب تطبيقها على ترانزستورين فقط خلال دور إشارة سن المنشار

الطريقة الثانية:

تعتمد هذه الطريقة على تشغيل المبدلة باستخدام أربع ترانزستورات بحيث تقدح جميعها خلال دور كامل لإشارة سن المنشار، ونظراً لأن اتجاه دوران المحرك في هذه الطريقة يعتمد على القيمة المتوسطة لجهد المتحرض، فإنه يتم اختيار مطال إشارة جهد التحكم المستمر بحيث يتراوح بين قيمتين إحداهما سالبة والأخرى موجبة (مثلاً $10V$,-$10V$)، بالمقابل فإن إشارة سن المنشار يجب أن تتراوح بين -$10V$ و$10V$، بمقارنة إشارة جهد التحكم المستمر وإشارة سن المنشار نحصل على نبضات قدح الترانزستورين (Q_1,Q_2) خلال الدور α، وكذلك على نبضات قدح الترانزستورين (Q_3,Q_4) خلال الدور α'، بحيث يتحقق الشرط المعطى بالعلاقة (1−12).

حسب قيمة إشارة جهد التحكم المستمر يمكن التمييز بين الحالات التالية:

أ- $V_{PI} = 10V \Leftarrow \alpha' = 0$ ، $\alpha = 1$

عندما يكون جهد التحكم المستمر V_{PI} أكبر ما يمكن فإن الترانزستورين (Q_1,Q_2) يعملان فقط خلال كامل دور إشارة سن المنشار، ويكون الجهد المطبق على المتحرض أعظمياً بحيث يدور المحرك بسرعته القصوى وفق الاتجاه الأمامي، يبين الشكل (1−17) عملية تشكيل نبضات القدح عند $V_{PI} > 0V$.

ب- $V_{PI} = 0V \Leftarrow \alpha' = 0.5$ ، $\alpha = 0.5$

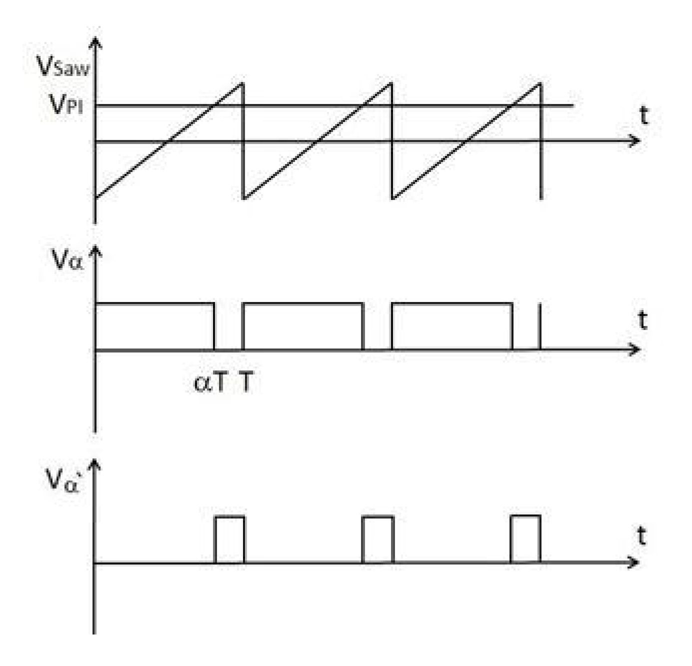
عندما يكون جهد التحكم المستمر V_{PI} مساوياً للصفر، فإن الترانزستورين (Q_1,Q_2) يعملان خلال نصف دور إشارة سن المنشار، بينما يعمل الترانزستورين (Q_3,Q_4) خلال نصف الدور الآخر، ويكون الجهد المطبق على مربطي المحرك مساوياً للصفر والمحرك لا يدور.

جـ- $V_{PI} = -10V \Leftarrow \alpha' = 1$ ، $\alpha = 0$

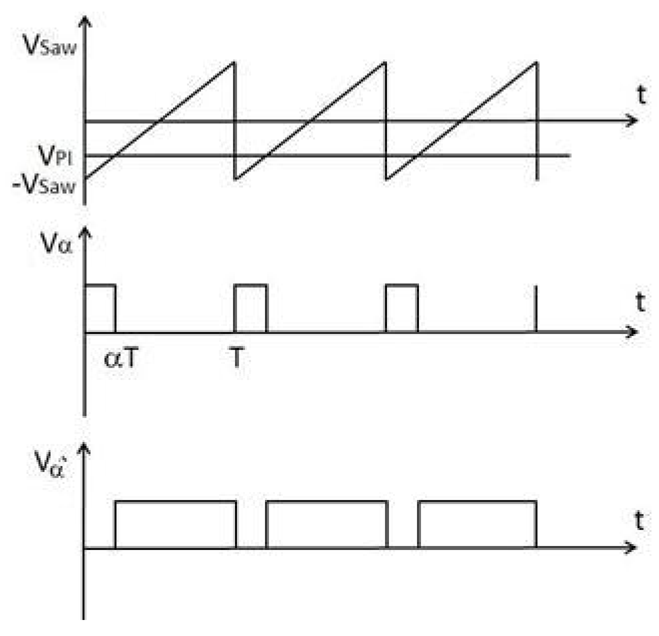
عندما يكون جهد التحكم المستمر V_{PI} أصغر ما يمكن فإن الترانزستورين (Q_3,Q_4) يعملان فقط خلال كامل دور إشارة سن المنشار، ويكون الجهد المطبق على المتحرض أعظمياً ولكن بإشارة سالبة، بحيث يدورالمحرك بسرعته القصوى وفق الاتجاه العكسي. يوضح الشكل (1−18) عملية تشكيل نبضات القدح عند $V_{PI} < 0V$.

د- $-10V < V_{PI} < 10V$

يتحدد اتجاه دوران المحرك وسرعته في هذه الحالة حسب مقدار وإشارة القيمة المتوسطة لجهد المتحرض V_a.



الشكل (1−17): طريقة تشكيل نبضات القدح الواجب تطبيقها على الترانزستورات الأربعة عند $V_{PI} > 0V$



الشكل (1−18): طريقة تشكيل نبضات القدح الواجب تطبيقها على الترانزستورات الأربعة عند $V_{PI} < 0V$

6.1. نمذجة محرك التيار المستمر ذو التهييج المستقل

1.6.1. قياس بارامترات المحرك

إن المحرك المدروس هو محرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل له المواصفات الاسمية التالية:

الاستطاعة الكهربائية P_{el}=0.3 kW

جهد الدخل U_{in} =220V

تيار الحمل I_a=1.8A

سرعة الدوران الميكانيكية Ω= 2000rpm

قبل إيجاد النموذج الرياضي المكافئ للمحرك، لا بد من قياس بارامترات المحرك التالية:

أ- قياس مقاومة المتحرض R_a

تعتمد طريقة قياس مقاومة المتحرض على تطبيق جهد مستمر منخفض على المتحرض، بحيث لا تتجاوز قيمة التيار المار في المتحرض التيار الاسمي، ومن ثم يتم حساب قيمة مقاومة المتحرض بتطبيق قانون أوم.

$$R_a = \frac{V_a}{I_a} \qquad (1\text{-}14)$$

إن قيمة مقاومة المتحرض المقاسة هي $R_a = 12.2\Omega$.

ب- قياس تحريضية المتحرض L_a

تعتمد طريقة قياس تحريضية المتحرض على تطبيق جهد متناوب ذي قيمة صغيرة على ملفات المتحرض (بحيث لا تتجاوز قيمة التيار المار فيها التيار الاسمي) ومن ثم قياس التيار المار في الملفات، بعد ذلك تُحسب تحريضية المتحرض من العلاقات التالية:

$$Z_a = V_a / I_a \qquad (1\text{-}15)$$

$$Z_a = \sqrt{R_a^2 + X_{L_a}^2} \Rightarrow X_{L_a} = \sqrt{Z_a^2 - R_a^2} \qquad (1\text{-}16)$$

$$L_a = \frac{X_{L_a}}{2.\pi.f} \qquad (1\text{-}17)$$

إن القيمة الناتجة لتحريضية المحرك المدروس هي $L_a = 0.23H$.

جـ- قياس ثابت الاحتكاك اللزج F

لإيجاد ثابت الاحتكاك اللزج F، يتم تشغيل المحرك على فراغ عند الجهد الاسمي، ثم يقاس كل من تيار المتحرض I_a ، وسرعة الدوران Ω.

بعد ذلك تُحسب قيمة ثابت الاحتكاك اللزج من العلاقة:

$$F = \frac{E_a.I_a}{\Omega^2} \qquad (1\text{-}18)$$

إن قيمة ثابت الاحتكاك اللزج الناتجة هي $F = 0.000574Kg.m^2/sec$

د- قياس عزم عطالة المحرك J:

تعتمد طريقة قياس عزم عطالة المحرك على تشغيله بدون حمل عند الجهد الاسمي، بعد ذلك يوصل خرج حساس سرعة تشابهي (تاكومتر) مربوط مع المحرك إلى راسم إشارة، ثم تُفصل التغذية عن المحرك. تُخزن شكل استجابة السرعة الظاهرة على راسم الإشارة. من منحني استجابة السرعة يتم إيجاد قيمة τ_{mech} المقابلة لسرعة مكافئة لـ 36.8% من سرعة الدوران الاسمية، وبعد ذلك تُحسب قيمة عزم العطالة من العلاقة التالية:

$$J = \tau_{mech} \cdot F \qquad (1\text{-}19)$$

إن قيمة عزم عطالة المحرك الناتجة هي $J = 0.0086kg.m^2$

هـ- قياس $k\phi$:

يمكن اعتبار قيمة $k\phi$ ثابتة عند جهد تهييج ثابت، وذلك فقط بإهمال رد فعل المتحرض، ولكن عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار فإن قيمة $k\phi$ تتغير مما يؤثر بدوره على سرعة دوران المحرك.

في هذا البحث تم أخذ تأثير رد فعل المتحرض بعين الاعتبار، لذلك كان من الضروري الحصول على منحني تجريبي يربط بين $k\phi$ وتيار المتحرض I_a وذلك من خلال التجربة التالية:

يتم تشغيل آلة التيار المستمر كمولدة تعمل عند جهد تهييج ثابت ($V_f = const$) وسرعة دوران ثابتة سواءً اسمية أو غير اسمية (مثلاً Ω=2000rpm). تُطبق أحمال مختلفة على خرج المولدة، وفي كل مرة يقاس تيار وجهد

المتحرض مع المحافظة دائماً على تعويض سرعة الدوران لتبقى ثابتة.

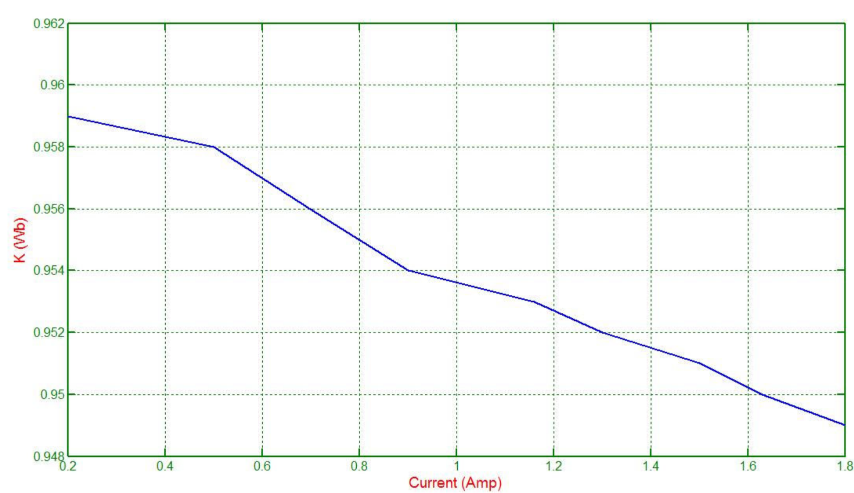
في كل مرحلة قياس تُحسب قيمة $k\phi$ المقابلة لـــ I_a وفق العلاقات التالية:

$$E_a = V_a - I_a \,.\, R_a \qquad (1\text{-}20)$$

$$E_a = k \,.\, \phi \,.\, \Omega \qquad (1\text{-}21)$$

$$\Rightarrow k.\phi = \frac{E_a}{\Omega} \qquad (1\text{-}22)$$

بالنتيجة تم الحصول على منحني تجريبي يربط بين $k\phi$ $(V.sec/rad)$ وتيار الحمولة I_a كما هو مبين بالشـــكل (1−19).



الشكل (1−19): المنحني التجريبي لرد فعل المتحرض

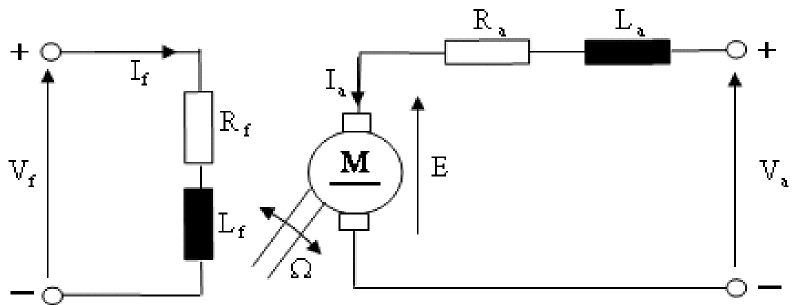
2.6.1. التمثيل الرياضي لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل

من الضروري في أي بحث إجراء تمثيل رياضي للنظام المتحكم به لكي يتمكن المصمم من اختيار نظام القيادة المناسب له والموافق لدفتر الشروط المقدّم من قبل المستثمر.

يتكون محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل من الأجزاء الرئيسية التالية:

الثابت أو المحرض: وظيفته توليد الفيض المغناطيسي الرئيسي للآلة. يُغذى ملف الثابت من منبع مستقل للتيار المستمر جهده V_f. بالنسبة للآلات الصغيرة، يستبدل ملف التهييج الموجود على الثابت بمغناطيس دائـــم يولـــد تدفقاً مغناطيسياً ثابتاً.

الدوار أو المتحرض: يُغذى ملف المتحرض من منبع للتيـــار المســـتمر جهـــده V_a (مبدلـــة ثايرســـتورية أو ترانزستورية)، كما يحتوي المتحرض على المجمع والمسفرات. يبين الشكل (1−20) الدارة الكهربائية المكافئة لهذا النوع من المحركات.



الشكل (1−20): الدارة الكهربائية المكافئة لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل

إن تفاعل تيار المتحرض مع التدفق المغناطيسي الذي ينتجه ملف التهييج يؤدي إلى نشوء عزم كهرومغناطيسي يعبر عنه بالعلاقة التالية:

$$T_{em} = k \,.\, \phi \,.\, I_a \tag{1-23}$$

يدعى k بثابت الارتباط الكهرومغناطيسي، ويتعلق ببنية الآلة.

أما معادلة جهد المتحرض فتعطى بالعلاقة:

$$V_a = R_a . I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + E_a \tag{1-24}$$

حيث:

L_a , R_a : مقاومة وتحريضية المتحرض (الدوار)

E_a: القوة المحركة الكهربائية العكسية وتتناسب طرداً مع السرعة الزاوية للدوار، كما يظهر بالعلاقة:

$$E_a = k \,.\, \phi \,.\, \Omega \tag{1-25}$$

من المعادلتين (1-23) و(1-25) وعند قيم ثابتة لتدفق الحقل المغناطيسي، يمكن استنتاج علاقة حفـظ الطاقــة المطبقة على المتحرض:

$$T_{em} \,.\, \Omega = E_a . I_a \tag{1-26}$$

تُعطى المعادلة الميكانيكية الأساسية بالعلاقة:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L \tag{1-27}$$

أما عزم الحمولة الكامل فيعطى بالعلاقة التالية:

$$T_L = T_d + F.\Omega \tag{1-28}$$

J : عزم عطالة المحرك.

T_L: عزم الحمولة الكامل، ويتكون من عزم الحمولة الجاف (المقاوم)، وثابت الاحتكاك اللزج.

T_d: عزم الحمولة الجاف أو المقاوم.

F : ثابت الاحتكاك اللزج.

من المعادلات السابقة، وبعد تبديل كل d/dt بــ S ، حيث S معامل لابلاس، وباعتبار $K = k.\phi$ يمكن كتابة المعادلتين الكهربائية (1-24) والميكانيكية (1-27) الممثلتين للمحرك بصيغة تابع انتقال كما يلي:

أولاً يتم تحويل المعادلة الكهربائية للمحرك إلى صيغة تابع انتقال:

$$V_a = R_a \cdot I_a + L_a \cdot S \cdot I_a + E_a \tag{1-29}$$

$$V_a - E_a = (R_a + L_a \cdot S) \cdot I_a \tag{1-30}$$

إن تابع الانتقال الممثل للمعادلة الكهربائية للمحرك يعطى بالعلاقة التالية:

$$\boxed{\frac{I_a}{V_a - E} = \frac{1}{R_a + L_a \cdot S}} \tag{1-31}$$

بشكلٍ مشابه يمكن تحويل المعادلة الميكانيكية للمحرك المدروس إلى تابع انتقال كما يلي:

$$J \cdot S \cdot \Omega = T_{em} - T_L \tag{1-32}$$

$$J.S.\Omega = T_{em} - T_d - F.\Omega \tag{1-33}$$

وبالتالي فإن تابع الانتقال الممثل للمعادلة الميكانيكية للمحرك يعطى بالعلاقة:

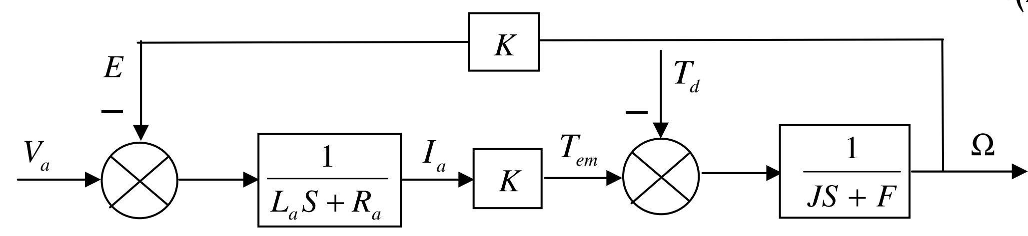
$$\boxed{\frac{\Omega}{T_{em} - T_d} = \frac{1}{J.S + F}} \quad (1\text{-}34)$$

انطلاقاً من المعادلتين السابقتين (1-31) و(1-34)، وبالأخذ بعين الاعتبار أن:

$$E = K.\,\Omega \quad (1\text{-}35)$$

$$T_{em} = K.\,I_a \quad (1\text{-}36)$$

يمكن استنتاج المخطط الصندوقي الممثل لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل، كما هو موضـــح بالشـــكل (1−21).



الشكل (1−21): المخطط الصندوقي الممثل لمحرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل

من المخطط الصندوقي السابق يمكن إيجاد تابع انتقال محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل كما يلي:

$$\frac{\Omega}{V_a} = \frac{\frac{K}{L_a.S + R_a} \cdot \frac{1}{J.S + F}}{1 + \frac{K^2}{L_a.S + R_a} \cdot \frac{1}{J.S + F}} \quad (1\text{-}37)$$

$$\frac{\Omega}{V_a} = \frac{K}{(L_a.S + R_a).(J.S + F) + K^2} \quad (1\text{-}38)$$

$$\frac{\Omega}{V_a} = \frac{K}{J.L_a.S^2 + (J.R_a + L_a.F).S + R_a.F + K^2} \quad (1\text{-}39)$$

بتقسيم الصورة والمخرج على $J.L_a$، فإن تابع انتقال المحرك الذي يربط بين جهد الدخل وسرعة المحرك يعطى بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{V_a} = \frac{K/J.L_a}{S^2 + \frac{(J.R_a + L_a F)}{J.L_a}.S + \frac{R_a.F + K^2}{J.L_a}} \quad (1\text{-}40)$$

بإهمال ثابت الاحتكاك اللزج F، تصبح معادلة تابع الانتقال كما يلي:

$$\frac{\Omega}{V_a} = \frac{K/J.L_a}{S^2 + \frac{R_a}{L_a}.S + \frac{K^2}{J.L_a}} \quad (1\text{-}41)$$

إن تابع انتقال المحرك المدروس هو تابع انتقال من المرتبة الثانية، تُعطى معادلته المميزة بالعلاقة:

$$S^2 + 2.\xi.\omega_n.S + \omega_n^2 = 0 \quad (1\text{-}42)$$

ξ: معامل التخامد.

ω_n: التردد الزاوي الطبيعي غير المتخامد.

من المعادلة (1-42) يمكن استنتاج شكل وسرعة استجابة النظام، وذلك حسب قيمة كل من ξ و ω_n.

تُحسب جذور المعادلة المميزة كما يلي:

$$p_1, p_2 = \frac{-2.\xi.\omega_n \pm \sqrt{\Delta}}{2} \qquad (1-43)$$

حيث: $\Delta = (2.\xi.\omega_n.)^2 - 4.\omega_n^2$

حسب قيمة معامل التخامد ξ يمكن دراسة الحالات التالية:

- $1 > \xi > 0$: يظهر للمعادلة المميزة قطبين تخيليين متناظرين، وشكل استجابة النظام تكون اهتزازية متخامدة.
- $\xi = 1$: يكون للمعادلة المميزة قطبين حقيقيين متماثلين، وشكل استجابة النظام تكون غير اهتزازية (شبيهة بالمنحني الأسي).
- $\xi > 1$: في هذه الحالة يكون للمعادلة المميزة قطبين حقيقيين، وشكل استجابة النظام تكون غير اهتزازية (شبيهة بالمنحني الأسي).

يمكن اعتبار استجابة النظام أسية عندما تكون $\xi > 1.3$.

7.1. خلاصة

يمكن التحكم بسرعة محرك التيار المستمر عن طريق تغيير إحدى البارامترات التالية:

أ- التدفق المغناطيسي ϕ

ب- مقاومة المتحرض R_a

ت- جهد المتحرض V_a

بما أن الغاية من هذا البحث هو التحكم رقمياً بسرعة محرك التيار المستمر بهدف قيادته عند سرعة أقل من السرعة الاسمية، فقد تم تنظيم سرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل وفق طريقة تغيير جهد المتحرض V_a باستخدام مبدلة ترانزستورية مناسبة.

إن الخطوة الأولية في عملية القيادة الرقمية لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل هي مرحلة نمذجة المحرك، حيث يتم أولاً قياس بارامترات المحرك المدروس، ومن ثم إيجاد النموذج الرياضي المكافئ عن طريق استنتاج معادلة تابع الانتقال الكلي ورسم المخطط الصندوقي الممثل للمحرك.

إن صحة الدراسة التصميمية لمنظومة التحكم تعتمد بشكل كبير على دقة النموذج الرياضي المكافئ، من هنا كان لا بد من أخذ تأثير رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وعدم إهماله.

الفصل الثاني
تنظيم سرعة محرك التيار المستمر باستخدام
منظمات *PID*

1.2. مقدمة

تُعتبر منظمات *PID* من أكثر المتحكمات استخداماً في أنظمة التغذية العكسية. تتواجد هذه المنظمات في العديد من تطبيقات التحكم وبأشكال مختلفة، فمثلاً يمكن أن تعمل بمفردها كمتحكم أساسي في نظام القيادة، كما يمكن أن تظهر كأحد العناصر التحكمية في أنظمة التحكم الموزعة. تعمل هذه المنظمات جنباً إلى جنب مع العديد من أنظمة التحكم المنطقية التتابعية والتركيبية لتشكل مع بعضها البعض أنظمة تحكم معقدة تستخدم في تطبيقات إنتاج الطاقة والنقل وأنظمة الأتمتة الصناعية، بالإضافة إلى ذلك تستعمل منظمات *PID* في الكثير من خوارزميات التحكم المتقدمة، مثل أنظمة التحكم التنبؤية (*Predictive Control Systems*) وأنظمة التحكم التي تعمل وفق خوارزمية النمط الانزلاقي (*Sliding Mode Control*).

مع تطور التكنولوجيا مرّ إنتاج منظمات *PID* بالعديد من المراحل، انطلاقاً من إنتاجها بشكل ميكانيكي مروراً بتصميمها اعتماداً على الصمامات الإلكترونية والترانزستورات إلى الدارات المتكاملة، وصولاً إلى بنائها بشكل برمجي داخل المعالجات *Microprocessors*.

عملياً تُصمم غالبية منظمات *PID* اليوم اعتماداً على المعالجات الصغرية، مما أكسبها ميزات إضافية كإمكانية معايرتها آنياً وآلياً وإمكانية جدولة الربح.

2.2. خوارزمية منظمات *PID*

تُوصف منظمات *PID* رياضياً وفق العلاقة التالية [6]:

$$U(t) = K\left(e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau).d\tau + T_d\,\frac{de(t)}{dt} \right) \qquad (2\text{-}1)$$

تُعتبر هذه الصيغة الأكثر شيوعاً في معظم الكتب والمقالات العلمية، إلا أن هناك صيغ أخرى سيتم سردها لاحقاً. يمكن توضيح المعادلة السابقة انطلاقاً من المخطط الصندوقي المبين في الشكل (2–1)، حيث:

$Y(t)$: متحول الجملة المقاس.

$r(t)$: المتحول المرجعي، ويعرف أيضاً بالنقطة المرجعية *Set Point*.

$U(t)$: إشارة التحكم.

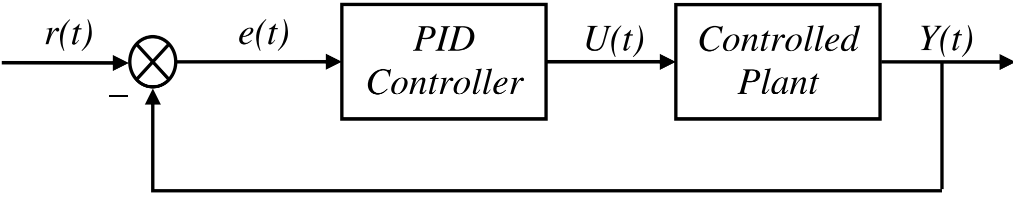
$e = r(t) - Y(t)$: إشارة خطأ التحكم.

تتألف إشارة التحكم $U(t)$ في منظمات *PID* من الحدود التالية:

أ– الحد التناسبي P: يتناسب طرداً مع إشارة الخطأ.

ب– الحد التكاملي I: يتناسب طرداً مع تكامل إشارة الخطأ.

جـ– الحد التفاضلي D: يتناسب طرداً مع تفاضل إشارة الخطأ.



الشكل (2−1): المخطط الصندوقي لدارة تحكم باستخدام منظم *PID*

أما بارامترات منظم *PID* فهي كالتالي:

K: الربح التناسبي.

T_i: زمن التكامل.

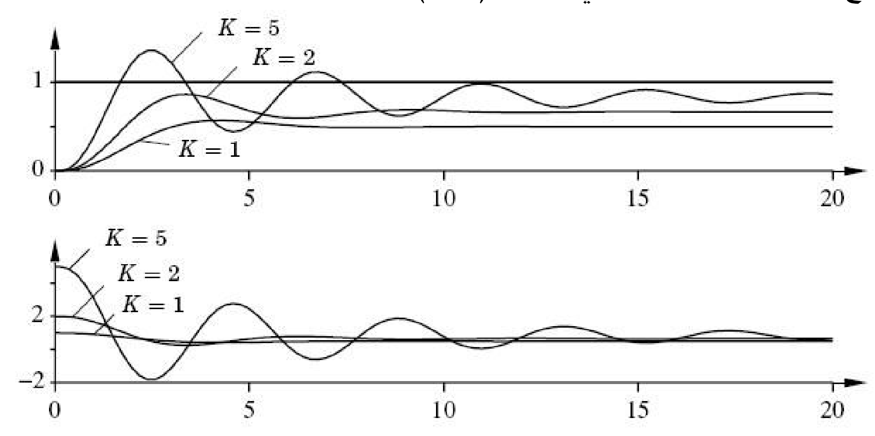
T_d: زمن التفاضل.

سندرس فيما يلي تأثير هذه المنظمات على جملة تحكم مفروضة.

ليكن لدينا جملة تحكم ذات تابع انتقال معطى بالعلاقة التالية:

$$P(S) = \frac{1}{(S+1)^3} \qquad (2\text{-}2)$$

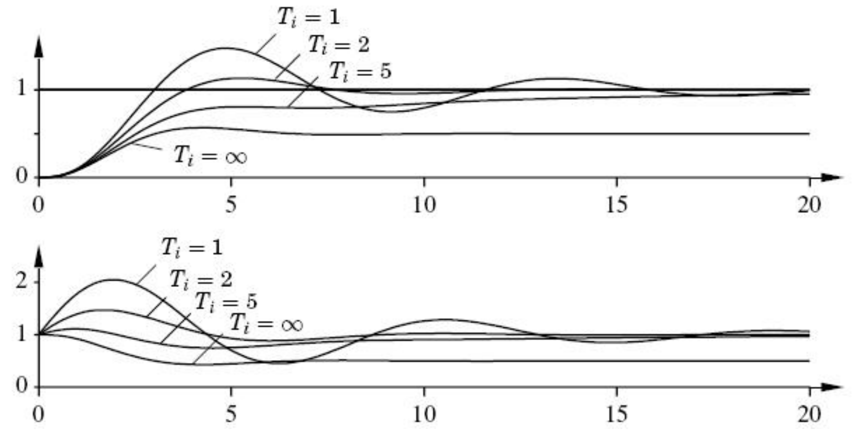
عند استخدام المنظم التناسبي بمفرده ($T_d = 0$ ، $T_i = \infty$)، ينخفض خطأ الحالة المستقرة *Steady State Error* مع زيادة الربح التناسبي *K* دون أن يصل هذا الخطأ إلى الصفر، بالإضافة إلى أن ميل النظام إلى الاهتزاز يزداد مع زيادة *K*، كما يظهر في الشكل (2−2).



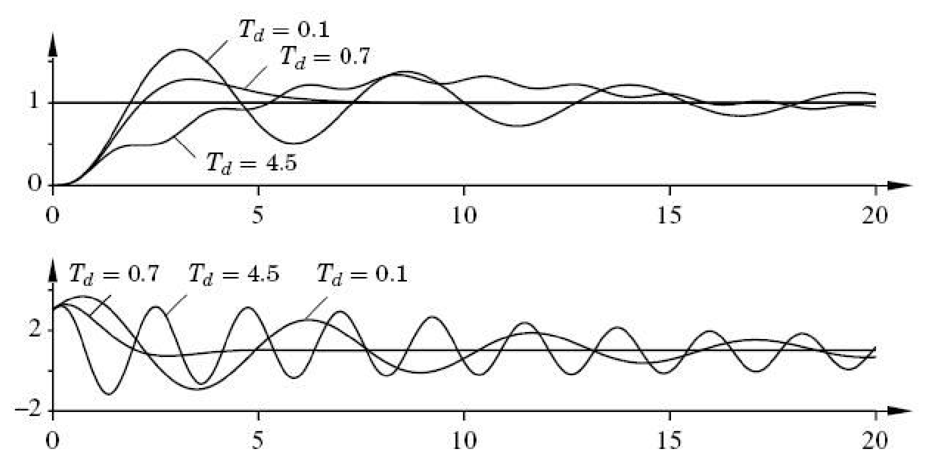
الشكل (2−2): منحنيات الاستجابة الزمنية لجملة التحكم المعطاة بالعلاقة (2-2) والمقادة بواسطة المنظم التناسبي عند قيم مختلفة لـ *K*

عند إضافة المنظم التكاملي إلى المنظم التناسبي في منظومة التحكم السابقة، فإن خطأ الحالة المستقرة يختفي تماماً تبعاً لتأثير الفعل التكاملي على جملة التحكم، إلا أن الزيادة المفرطة للمعامل التكاملي الناتجة عن استمرار انخفاض قيمة T_i يزيد من ميل النظام إلى الاهتزاز، كما هو موضح في الشكل (2−3).

يبين الشكل (2-4) تأثير إضافة المنظم التفاضلي إلى نظام التحكم السابق بحيث نحصل على منظم *PID*، يعمل المنظم التفاضلي على تقليل (تخميد) الاهتزازات في استجابة النظام، أي أنه له أثر تخامدي، ويزداد هذا التأثير مع زيادة زمن التفاضل، إلا أن هذا التأثير يقل عند قيم كبيرة لـ T_d .



الشكل (2-3): منحنيات الاستجابة الزمنية لجملة التحكم المعطاة بالعلاقة (2-2) والمقادة بواسطة منظم *PI* عند قيم مختلفة لـــ T_i



الشكل (2-4): منحنيات الاستجابة الزمنية لجملة التحكم المعطاة بالعلاقة (2-2) والمقادة بواسطة منظم *PID* عند قيم مختلفة لـــ T_d

يعمل المنظم التفاضلي على مبدأ التنبؤ وفق طريقة الاستنباط الخطي خلال زمن T_d، وبالتالي زيادة زمن التنبؤ T_d إلى قيم كبيرة سيلغي المفعول الإيجابي له، ويقلل من أثره التخامدي. بشكل عام يجب ألا تزيد قيمة T_d عن 1/6 من دور الاهتزاز قبل إضافة المنظم التفاضلي.

نلاحظ من الشكل (2−3) أن دور الاهتزاز قبل إضافة المنظم التفاضلي هو حوالي 6sec وبالعودة إلى الشكل (2−4) يتبين أن المفعول الإيجابي للمنظم التفاضلي ينتهي عندما تكون قيمة T_d أكبر من 1sec.

من الجدير ذكره أن تصميم منظم *PID* انطلاقاً من العلاقة (2−1) لا يكفي للحصول على نظام تحكم ملائم، بل هناك العديد من النقاط التي يجب أخذها بعين الاعتبار عند تصميم متحكمات *PID*، أهمها:

أ− ترشيح الضجيج وتخفيض مطال الإشارات ذات التردد العالي *Noise filtering and high frequency roll-off*

ب− تحييز الإشارة المرجعية *Set Point Weighting*.

جـ− الانحراف *Windup*.

د− المعايرة *Tuning*.

3.2. الترشيح وتحييز الإشارة المرجعية (*Filtering and Set Point Weighting*)

1.3.2. الترشيح *Filtering*

إن العناصر التفاضلية شديدة الحساسية للضجيج، يمكن إيضاح هذه الظاهرة بالنظر إلى تابع الانتقال للعنصر التفاضلي $G(S) = S$، حيث نلاحظ أن تابع الانتقال يؤول إلى اللانهاية عند قيم كبيرة لـ S [6].

يمكن توضيح هذه الفكرة من خلال المثال التالي:

ليكن لدينا الإشارة التالية:

$$y(t) = sin\ t + n(t) = sin\ t + a_n\ sin\ \omega_n .t \qquad (2\text{-}3)$$

حيث إن إشارة الضجيج $n(t)$ هي إشارة جيبية بتردد ω_n

يعطى مشتق الإشارة $y(t)$ بالعلاقة:

$$\frac{dy(t)}{dt} = cos\ t + a_n.\omega_n.cos\ \omega_n.t \qquad (2\text{-}4)$$

إن نسبة الإشارة إلى الضجيج في المعادلة الأساسية (2−3) هي $1/a_n$، بينما نجد أن هذه النسبة في الإشارة المشتقة (2−4) هي $1/(a_n \cdot \omega_n)$، أي أن العنصر التفاضلي يعمل على تخفيض قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج (من أجل قيم كبيرة لـ ω_n). بمعنى آخر، إن مطال إشارة الضجيج يزداد مقارنة مع مطال الإشارة الأصلية نتيجة للأثر التفاضلي.

يُستنتج مما سبق أنه من الناحية العملية لا بد من تحديد ربح التردد العالي للحد التفاضلي في منظمات *PID*، يمكن تحقيق ذلك من خلال التعبير عن الحد التفاضلي وفق الصيغة التالية:

$$D = \frac{S.K.T_d}{1 + S.T_d/N}.Y \qquad (2\text{-}5)$$

بدلاً من الصيغة الأصلية المعطاة بالعلاقة التالية:

$$D = S.T_d.Y \qquad (2\text{-}6)$$

يمكن تفسير العلاقة (2−5) على أنها تمثل عنصر تفاضلي $S.T_d$ مضافاً إليه مرشح من المرتبة الأولى ذي ثابت زمني T_d/N وربح K.

يمكن كتابة تابع الانتقال لمنظم *PID* مع أخذ الشكل الجديد للعنصر التفاضلي بعين الاعتبار وفق العلاقة:

$$C(S) = -K\left(1 + \frac{1}{S.T_i} + \frac{S \cdot T_d}{1 + S.T_d/N}\right) \qquad (2\text{-}7)$$

وبالتالي يعطى ربح المتحكم عند التردد العالي وفق العلاقة التالية:

$$\lim_{S \to \infty} C(S) = -K(1 + N) \qquad (2\text{-}8)$$

لزيادة مناعة النظام ضد تغير بارامترات عملية التحكم، فإنه لا بد من تقليل ربح المتحكم عن القيمة السابقة، وذلك من خلال عملية ترشيح إضافية لإشارة التحكم وفق العلاقة:

$$F(S) = \frac{1}{(1 + S \cdot T_f)^n} \qquad (2\text{-}9)$$

T_f: الثابت الزمني للمرشح

n: مرتبة المرشح

إن اختيار قيمة T_f يقوم على الموازنة بين مقدار الترشيح والأداء، لذلك يمكن المزاوجة بين قيمة T_f والثابت الزمني للمتحكم T_d بنفس الطريقة المشروحة سابقاً بالنسبة للمنظم التفاضلي، فمثلاً عندما يحتوي المتحكم على عنصر تفاضلي يتم اختيار الثابت الزمني للمرشح مساوياً لـ T_d / N، أما إذا كان المتحكم من الشكل *PI* فيُختار الثابت الزمني للمرشح مساوياً لـ T_i / N.

إضافة إلى ما سبق ذكره، يمكن تصميم منظم *PID* وفق العلاقة التالية:

$$C(S) = -K(1+\frac{1}{S.T_i}+S.T_d).\frac{1}{(1+S.T_d/N)^2} \qquad (2\text{-}10)$$

تعتمد هذه الطريقة على تصميم منظومة التحكم انطلاقاً من الصيغة المثالية لمنظم *PID* المعطاة بالعلاقة:

$$P(S) = -K(1+\frac{1}{S.T_i}+S.T_d) \qquad (2\text{-}11)$$

حيث يتم أولاً اختيار قيمة مناسبة لـ T_d وفق الصيغة المثالية لمنظم *PID* ومن ثم تُطبق إجرائية التصميم التكراري لاختيار قيم جديدة لـ T_d بهدف تقليل أثر الضجيج وإلغاء المفعول السلبي للترددات العالية وفق العلاقة (2−10)، بحيث نصل إلى تسويّة مقبولة بين أداء المتحكم والترشيح.

2.3.2. تحييز الإشارة المرجعية *Set Point Weighting*

عند تطبيق إشارة مرجعية على شكل قفزة واحدية (*step signal*) على دخل المتحكم المعطى بالعلاقة (2−1) فإن إشارة خرج المتحكم تكون على شكل نبضة ديراك (*impulse signal*)، ويعود ذلك إلى وجود الحد التفاضلي في قانون التحكم، ولتجاوز هذه المشكلة يمكن ترشيح الإشارة المرجعية قبل تغذيتها إلى المتحكم، ولكن هناك طريقة أخرى أكثر عملية تعتمد على تطبيق الفعل التناسبي والتفاضلي على جزء من الإشارة المرجعية (أي على فترة معينة من الإشارة المرجعية)، تعرف هذه الطريقة بتحييز الإشارة المرجعية.

انطلاقاً من هذه الطريقة يمكن إعادة كتابة المعادلة (2−1) بالشكل التالي:

$$U(t) = K(br(t)-Y(t))+\frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau).d\tau+T_d(c\frac{dr(t)}{dt}-\frac{dY(t)}{dt}) \qquad (2\text{-}12)$$

حيث b , c: بارامترات إضافية.

نلاحظ من العلاقة (2−12) أن المعاملين b, c موجودان فقط في الحدين التناسبي والتفاضلي من قانون التحكم.

إن قانون التحكم المعطى بالعلاقة (2−12) يملك درجتي حرية، بسبب أن مسار الإشارة من Y إلى U يختلف عن المسار من r إلى U، حيث يعطى تابع الانتقال وفق المسار من r إلى U بالعلاقة:

$$\frac{U(S)}{R(S)} = C_r(S) = K(b+\frac{1}{S.T_i}+c.S.T_d) \qquad (2\text{-}13)$$

أما تابع الانتقال وفق المسار من Y إلى U فيعطى بالعلاقة:

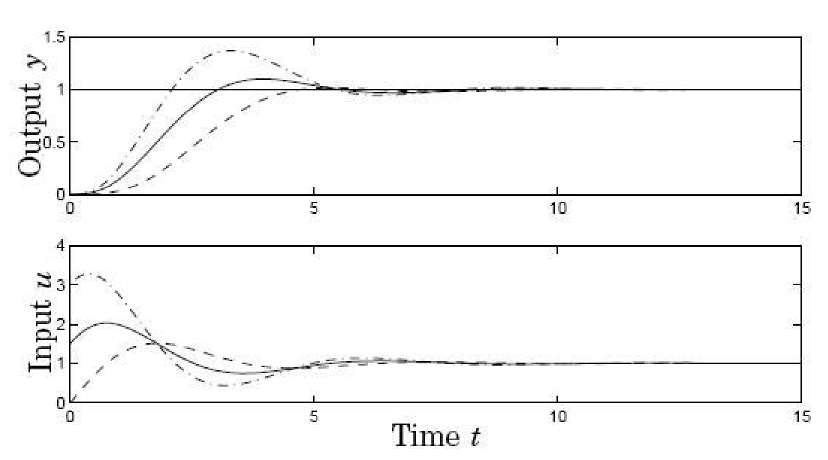
$$\frac{U(S)}{Y(S)} = C_y(S) = K(1+\frac{1}{S.T_i}+S.T_d) \qquad (2\text{-}14)$$

يُستنتج مما سبق أن نظام التحكم الموصوف بالعلاقة (2−12) يستجيب لاضطرابات الحمل وضـجيج القيـاس بشكلٍ مماثلٍ للنظام الموصوف بالعلاقة (2−1)، إلا أنه يمتاز عنه بإمكانية تعديل شـكل الاسـتجابة للإشـارة المرجعية عن طريق معايرة البارامترين b , c.

لإيضاح هذه الطريقة، نفترض أنه تم تطبيق إشارة مرجعية على شكل قفزة واحدية على دخـل نظـام الـتحكم الموصوف بالعلاقة (2−2)، كما نعتبر أن قيم بارامترات منظم *PID* معطاة كما يلي:

$K = 3 \quad , \quad K_i = 1.5 \quad , \quad K_d = 1.5$

يبين الشكل (2-5) أثر تغيير قيمة b على استجابة النظام المدروس، حيث يشير منحنـي الاسـتجابة المتقطـع (*dashed*) إلى استجابة النظام عند $b = 0$، بينما يشير منحني الاستجابة المستمر (*full*) إلى استجابة النظام عند $b = 0.5$، وأخيراً يشير منحني الاستجابة المتقطع والمنقط (*dashed-dotted*) إلى استجابة النظام عند $b=1$.



الشكل (2-5): منحنيات الاستجابة الناتجة عن تطبيق إشارة مرجعية على شكل قفزة واحدية عند قيم مختلفة لـ b

نستنتج من منحنيات الاستجابة المبيّنة بالشكل (2−5) أن قيمة معامل تجـاوز الهـدف الأعظمـي *Maximum overshoot* تكون أصغرية عند $b = 0$، وتزداد قيمة هذا المعامل مع زيادة b.

أخيراً تُختار قيمة البارامتر c عادةً مساوية للصفر، وذلك لتجنب ظهور حالات عابرة ذات مطالات كبيرة على خرج المتحكم، عند حدوث تغيرات مفاجئة في الإشارة المرجعية.

4.2. صيغ رياضيّة أخرى لمنظمات *PID*

عند تطبيق تحويل لابلاس على المعادلة (2−1) تصبح العلاقة على الشكل:

$$G(S) = K(1 + \frac{1}{S.T_i} + S \cdot T_d) \qquad (2\text{-}15)$$

تُعرف هذه الصيغة بالصيغة القياسية لمتحكم *PID*، بينما تعبر العلاقة التالية عن صيغة مختلفة قليلاً عن سابقتها لكنها الأكثر استخداماً في المتحكمات التجارية:

$$G'(S) = K'(1 + \frac{1}{S.T_i'}).(1 + S.T_d') = K'(1 + \frac{T_d'}{T_i'} + \frac{1}{S.T_i'} + S.T_d') \qquad (2\text{-}16)$$

يعرف المتحكم المعطى بالعلاقة (2−15) بالمتحكم غير التفـاعلي (*non-interacting controller*)، بينمـا يعرف المتحكم المعطى بالعلاقة (2−16) بالمتحكم التفـاعلي (*interacting controller*)، ويمتـاز بسـهولة

معايرته يدوياً.

يمكن تمثيل المتحكم التفاعلي المعطى بالعلاقة (2−16) كمتحكم غير تفاعلي تمتلك بارامتراته القيم التالية:

$$K = K' \frac{T_i' + T_d'}{T_i'}$$
$$T_i = T_i' + T_d' \qquad (2\text{-}17)$$
$$T_d = \frac{T_i' . T_d'}{T_i' + T_d'}$$

يمكن اعتبار أداء المتحكم التفاعلي مطابقاً للمتحكم غير التفاعلي عندما يتحقق الشرط التالي:

$T_i \geq 4.T_d$، عندئذٍ تحسب قيم بارامترات المتحكم التفاعلي من العلاقات:

$$K' = \frac{K}{2}\left(1 + \sqrt{1 - 4.T_d / T_i}\right)$$
$$T_i' = \frac{T_i}{2}\left(1 + \sqrt{1 - 4.T_d / T_i}\right) \qquad (2\text{-}18)$$
$$T_d' = \frac{T_i}{2}\left(1 - \sqrt{1 - 4.T_d / T_i}\right)$$

يجب الإنتباه عند استبدال متحكم تفاعلي بمتحكم غير تفاعلي أو بالعكس إلى ضرورة تغيير قيم بارامترات المتحكم.

تختلف صيغة المتحكم التفاعلي عن غير التفاعلي فقط، عندما يشترك كل من العنصر التفاضلي D والتكاملي I مع بعضهما في بنية المتحكم، أما إذا استخدم المتحكم وفق أحد هذه الأنماط P، PI، PD، فإن صيغتي المتحكمين التفاعلي وغير التفاعلي تكونان متماثلتين.

بالإضافة إلى الصيغ المذكورة يمكن أيضاً كتابة المعادلة (2−15) وفق الصيغة التالية:

$$G''(S) = k + \frac{k_i}{S} + S.k_d \qquad (2\text{-}19)$$

حيث: $k = K \quad , \quad k_i = \frac{K}{T_i} \quad , \quad k_d = K.T_d$

إن المعادلة (2−19) تُخفي خلفها المعنى الفيزيائي للبارامترات المكونة لمنظم PID، مما قد يسبب صعوبات كبيرة لأي مستخدم لا يدرك الفرق بين بارامترات المعادلتين (2−15) و(2−19)، فمثلاً، لا يمكن اعتبار أن المعامل k_i يمثل الثابت الزمني للمكامل. يستفاد من العلاقة (2−19) في الحسابات التحليلية والتصميمية، لأنها تُظهر بارامترات المنظم بشكل خطي.

5.2. الانحراف *Windup*

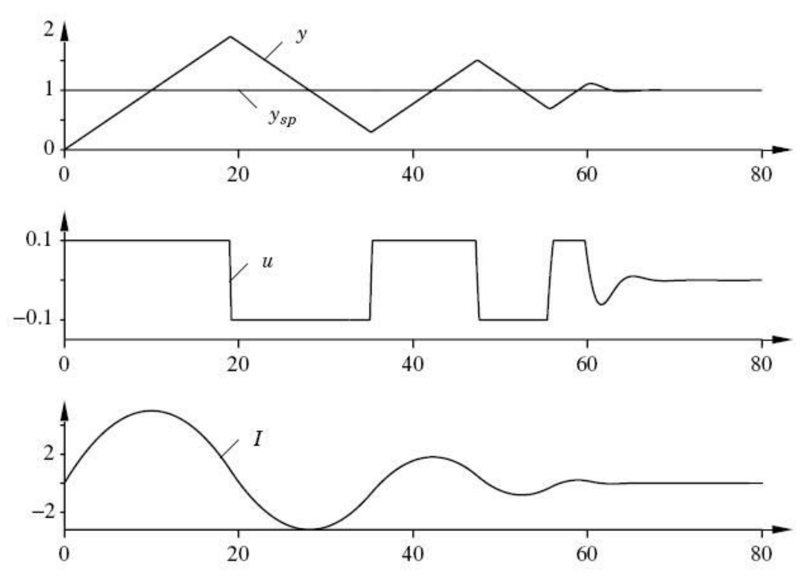
يمكن إدراك الكثير من مفاهيم نظم التحكم اعتماداً على النظريّة الخطيّة، ولكن هناك العديد من التأثيرات اللاخطيّة التي تظهر في جمل التحكم، منها ظاهرة *Windup* الناتجة عن التداخل بين الفعل التكاملي والإشباع، ويُقصد هنا بالإشباع أن كل العناصر المشغلة الفعالة (*actuator*) في الجملة التحكمية مقيّدة بحدود فيزيائية قصوى لا يمكن تجاوزها، فمثلاً أي محرك كهربائي يملك سرعة حدية قصوى لا يستطيع تجاوزها أو له قيمة جهد اسمي لا يمكن تجاوزها [6].

في جمل التحكم التي لها شروط عمل واسعة، يمكن لمتحول التحكم أن يتسبب في الوصول إلى حدود العمل الحدية للعنصر المشغل في جملة التحكم، عندئذ تنكسر حلقة التغذية العكسية والنظام يعمل كحلقة مفتوحة، يعود السبب في ذلك إلى أن خرج العنصر المشغل في جملة التحكم يبقى عند قيمته العظمى مستقلاً بذلك عن خرج الجملة المتحكم بها.

بفرض أن المتحكم في الجملة ذو مفعول تكاملي، عندئذٍ فإن القيمة التراكميّة لإشارة الخطأ e ستزداد عند إشباع العنصر المشغل، أي أن الحد التكاملي سيزداد بشكل كبير، ويستمر كذلك (أي في الازدياد) حتى تنعكس الإشارة الجبرية للخطأ e (أي تصبح سالبة)، وتبقى كذلك (أي سالبة) لفترة كافية قبل أن يعود النظام إلى وضعه الطبيعي، بالنتيجة فإن المتحكم ذو المفعول التكاملي سيعمل على ظهور حالة عابرة كبيرة، عندما يصل العنصر المشغل إلى حدود عمله الحدية.

يمكن توضيح ظاهرة *Windup* من خلال المثال التالي:

ليكن هناك نظام تحكم يُقاد بواسطة منظم *PI*، وحدث تغير مفاجئ وكبير في قيمة الإشارة المرجعية y_{sp} مما أدى إلى وصول العنصر المشغل في جملة التحكم إلى حدود عمله الحدية، كما يظهر في الشكل (2-6)، عندئذٍ سيزداد الحد التكاملي I نظراً لأن إشارة الخطأ ذات قيمة موجبة، ويستمر بالازدياد حتى يصل إلى أكبر قيمة له عند $t=10$، عندها يصبح الخطأ مساوٍ للصفر، أما خرج جملة التحكم y فيصل إلى قيمة الإشارة المرجعية، ولكن نظراً للقيمة الكبيرة للحد التكاملي، فإن خرج الجملة سيستمر في الازدياد حتى تتغير إشارة الخطأ إلى القيمة السالبة وتبقى على حالها (أي سالبة) لفترة كافية لإنقاص الحد التكاملي إلى حدوده الصغرى، عندئذ يبدأ خرج جملة التحكم بالتخامد باتجاه القيمة المرجعية، ويميل النظام للعودة إلى طبيعته الخطيّة المستقرة.



الشكل (2-6): توضيح ظاهرة الانحراف *Windup*

ينتج عن هذه الظاهرة تجاوز كبير لخرج الجملة المتحكم بها عن القيمة المرجعية بالإضافة إلى ظهور حالة اهتزازية متخامدة حيث تنتقل كل من إشارتي التحكم والخرج بين القيمتين العليا والصغرى بشكل اهتزازي قبل أن يعود النظام فيما بعد إلى وضعه الطبيعي المستقر.

إن المثال السابق وضح مفهوم *Integral Windup* الناتج عن التغير المفاجئ في القيمة المرجعية، إلا أن هناك

مسببات أخرى لهذه الظاهرة مثل حدوث اضطرابات خارجية كبيرة أو بسبب عطل في التجهيزة إلى غير ذلك من الأسباب .

فيما يلي شرح موجز لبعض الطرق المستخدمة في التغلب على ظاهرة *Windup*.

1.5.2. تقييد مجال تحرك نقطة العمل للجملة *Set Point Limitation*

تعتمد هذه الطريقة على وضع حدود على تغير الإشارة المرجعية بحيث أن خرج المتحكم لا يؤدي إلى انتقال العنصر المشغل إلى مجال الإشباع (الحدود القصوى العليا أو الدنيا). من سيئات هذه الطريقة أنها تُضعف من أداء النظام ككل بالإضافة إلى أنها لا تلغي ظاهرة *Windup* الناتجة عن الاضطرابات الخارجية.

2.5.2. طريقة الحساب الرجعي والملاحقة *Back-Calculation and Tracking*

في الأيام الأولى لتطبيقات نظم التحكم ذات التغذية العكسية، كان الفعل التكاملي للمتحكم مُدمجاً مع العنصر المشغل (*actuator*) في جملة التحكم. أحد الأمثلة على هذه البنية هي محرك (عنصر مشغل) يقود صمام (عنصر متحكم به) بشكل مباشر، في هذه الحالة تزول ظاهرة *Windup* بشكل ذاتي، لأن الفعل التكاملي لعنصرالتحكم (منظم *PI*) يتوقف عندما يُغلق الصمام بشكل كامل.

بعد ظهور المتحكمات التماثلية (التشابهية) ومن ثم المتحكمات الرقمية، فإن الكثير من المصنعين اعتمدوا على حلول لظاهرة *Windup* مشابهة للتصميم الميكانيكيّ المذكور، حيث يتم في البداية حساب معدّل تغير إشارة التحكم، ومن ثم تمرر هذه الإشارة كما هي إلى المكامل أو يعاد معايرتها قبل تمريرها بما يتناسب مع إلغاء ظاهرة *Windup*. بمعنى آخر يمكن التخلص من ظاهرة *Windup* بإيقاف الفعل التكاملي للمتحكم عندما يصل خرج العنصر المشغل في جملة التحكم إلى الإشباع. انطلاقاً مما سبق يمكن شرح طريقة الحساب الرجعي والملاحقة كما يلي:

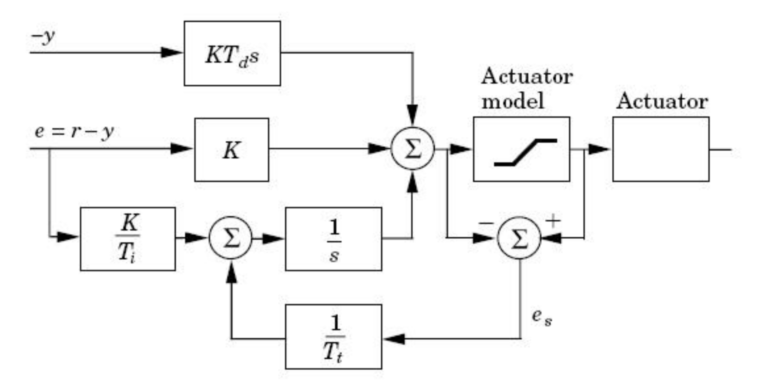
عندما يصل خرج العنصر المشغل إلى الإشباع، يعاد حساب الحد التكاملي من المتحكم بحيث أن قيمته الجديدة لا تجعل خرج العنصر المشغل يتجاوز حد الإشباع، من الأفضل أن يتم إعادة ضبط الحد التكاملي من المتحكم ديناميكياً بثابت زمن T_t بدلاً من ضبطه آنياً.

يبين الشكل (2-7) مخطط صندوقي لمتحكم *PID* مقاوم لظاهرة *Windup* اعتماداً على طريقة الحساب الرجعي والملاحقة. يمتلك النظام مسار تغذية عكسي إضافي حول المكامل تمر عبره إشارة الخطأ e_s الناتجة عن الفرق بين خرج العنصر المشغل (u) وخرج المتحكم (v) بربح مقداره $1/T_t$.

عندما يكون خرج العنصر المشغل في جملة التحكم تحت حدود الإشباع، فإن إشارة الفرق e_s تساوي الصفر، وبالتالي لن يكون للحلقة الإضافية أي تأثيرعلى نظام التحكم الأساسي، ولكن عندما يصل العنصرالمشغل (*actuator*) إلى الإشباع، فإن إشارة الخطأ e_s تختلف عن الصفر، وحينئذٍ تنكسر حلقة التغذية العكسية الأساسية لجملة التحكم لأن دخل الجملة يبقى ثابتاً، لكن بالمقابل تعمل حلقة التغذية العكسية الإضافية حول المكامل على تغيير قيمة خرج المكامل بحيث يصبح دخله مساوياً للصفر.

يُعطى دخل المكامل بالعلاقة التالية:

$$\frac{1}{T_t} e_s + \frac{K}{T_i} e = 0 \qquad (2\text{-}20)$$



الشكل (2-7): مخطط صندوقي لمتحكم ***PID*** مقاوم لظاهرة ***Windup***

$$e_s = \frac{-KT_t}{T_i} e \qquad (2\text{-}21)$$

تُعطى إشارة الفرق e_s وفق العلاقة:

$$e_s = u - v \qquad (2\text{-}22)$$

وبالتالي يمكن وصف إشارة خرج المتحكم عند الإشباع بالعلاقة:

$$v = u_{\lim} + \frac{KT_t}{T_i}.e \qquad (2\text{-}23)$$

حيث $u_{\lim}$: قيمة الإشباع لمتحول التحكم.

نستنتج من العلاقة (2−23) أنه عندما يصل العنصر المشغل في جملة التحكم إلى الإشباع، فإن خرج المتحكم v يستقر عند قيمة تبعد قليلاً عن حد الإشباع، مما يؤدي إلى تحفيز دارة التغذية العكسية الإضافية حول المكامل، وذلك لإيقاف أثر الحد التكاملي من المتحكم والقضاء على ظاهرة الانحراف.

إن سرعة ضبط خرج المتحكم محكومة بربح التغذية العكسية $1/T_t$، حيث T_t هو ثابت زمني يحدد مدى سرعة إعادة ضبط المكامل لجعل دخله الكلي مساوٍ للصفر، يعرف هذا الثابت بثابت زمن الملاحقة.

في بعض الأحيان يكون خرج العنصر المشغل في جملة التحكم u ذو طبيعة فيزيائية مختلفة عن خرج المتحكم v، وبالتالي لا يمكن إيجاد إشارة الفرق بينهما e_s في حلقة التغذية العكسية الإضافية، ويكمن الحل بإيجاد نموذج رياضيّ مكافئ للعنصر المشغل (*actuator*) ومن ثم إضافته إلى منظومة التحكم كما يظهر ذلك في الشكل (2-7). عند استبدال المتحكم المستخدم في منظومة التحكم ذات منحنيات الاستجابة المبينة بالشكل (2–6) بمتحكم آخر قادر على التغلب على ظاهرة انحراف المكامل وفق الخوارزمية المشروحة، فإنه يتم الحصول على منحنيات الاستجابة المبينة بالشكل (2-8).

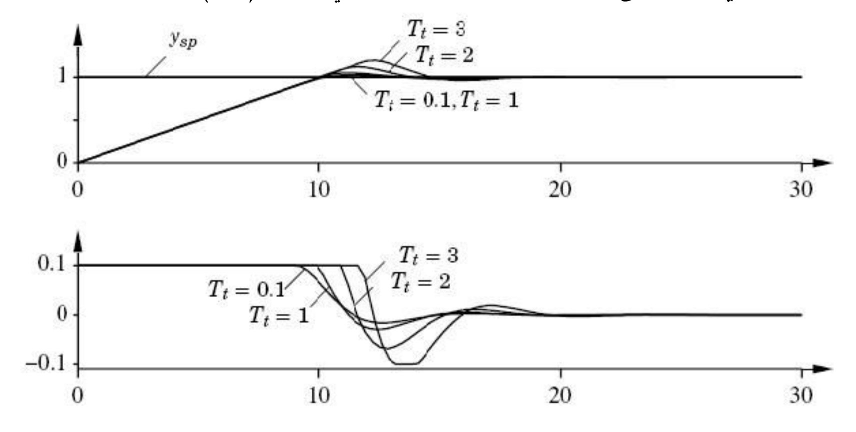
يُلاحظ من منحنيات الاستجابة المبينة بالشكل (2-8)، أن خرج المكامل يكون ذو قيمة سالبة خلال المرحلة البدائية من تعرض العنصر المشغل في جملة التحكم للإشباع، ومن ثم يُعاد ضبط خرج المكامل بشكل سريع بحيث يصبح دخله مساوياً للصفر وذلك بما يتوافق مع وصول خرج العنصر المشغل إلى حد الإشباع.

يبين الشكل (2-9) أثر تغير زمن الملاحقة T_t على استجابة النظام، يفضل اختيار قيم صغيرة للثابت الزمني T_t مما يساهم بإعادة ضبط المكامل بسرعة. أما إذا كان المتحكم يتألف من مكامل ومفاضل (متحكم *PID*) فإنه لابد من مراعاة الاختيار الصحيح لـ T_t، لأنه عند اختيار قيم صغيرة جداً للثابت الزمني تظهر أخطاء تسبب

الإشباع المتكرر للخرج، مما يتسبب في تكرار إعادة ضبط المكامل، لذلك يجب اختيار قيمة T_t بحيث تكون أكبر من T_d وأصغر من T_i، وبالتالي يمكن حساب قيمة T_t وفق العلاقة:

$$T_t = \sqrt{T_i . T_d} \qquad (2\text{-}24)$$

الشكل (2-8): التحسن الذي يطرأ على منحنيات الاستجابة المبيّنة في الشكل (2-6) نتيجة التخلص من ظاهرة الانحراف



الشكل (2-9): منحنيات الاستجابة الناتجة عن تطبيق إشارة مرجعية على شكل قفزة واحدية عند قيم مختلفة لـ T_t

6.2. طرق معايرة منظمات *PID*

إن من أهم طرق معايرة منظمات *PID* هي الطرق المطورة بواسطة العالمين *Ziegler* و*Nichols*، لقد أثبتت هذه الطرق أداءً جيداً في التطبيقات العملية لأكثر من نصف قرن، كما أنها تمتاز ببساطتها، وفيما يلي شرح لأهم آليات معايرة منظمات *PID* [6].

1.6.2. طريقة الاستجابة للقفزة الواحدية *The Step Response Method*

تعتبر هذه الطريقة إحدى الطرق المقدمة بواسطة العالمين *Ziegler* و*Nichols*، وتُستخدم عادة في نظم التحكم البسيطة. تعتمد الطريقة على دراسة الاستجابة الزمنية لإشارة القفزة الواحدية للحلقة المفتوحة لجملة التحكم، حيث توصف الاستجابة الزمنية من خلال معاملين هما L وT كما يظهر في الشكل (2-10). لإيجاد هذين المعاملين يتم أولاً تحديد نقطة على منحني الاستجابة الزمنية يكون عندها الميل أعظمياً، ثم يُرسم المماس لهذه النقطة. تحدد نقطة تقاطع المماس مع محور إحداثيات الزمن قيمة كل من المعاملين L وT. أخيراً، يتم حساب معاملات منظم *PID*، بتعويض قيمتي المعاملين L و T في الجدول (2-1).

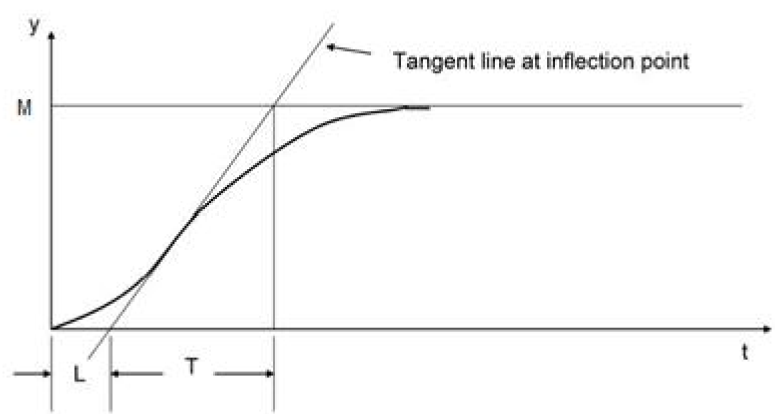
تُعطى قيمة الميل الأعظمي بالعلاقة:

$$R = \frac{M}{T} \quad (2\text{-}25)$$

عندئذٍ تُحسب قيمة a المعطاة بالجدول من العلاقة:

$$a = R \cdot T \quad (2\text{-}26)$$

تمتاز الاستجابة الزمنية لمنظم *PID* المعايير وفق هذه الطريقة بمقدار تجاوز هدف أعظمي (*Maximum over shoot*) 25% وزمن استقرار جيد. بعد تحديد قيم بارامترات منظم *PID* وفق الطريقة المشروحة، عادةً يتم اللجوء إلى عملية معايرة يدوية ناعمة إضافية لهذه البارامترات وذلك بغية الحصول على خصائص الاستجابة المطلوبة.



الشكل (2-10): خصائص منحني الاستجابة الزمنية وفق طريقة القفزة الواحدية لــ *Ziegler* و*Nichols*

Controller	K	T_i	T_d
P	1/a		
PI	0.9/a	3L	
PID	1.2/a	2L	L/2

الجدول (2-1): حساب قيم معاملات منظم *PID* وفق طريقة الاستجابة الزمنية للقفزة الواحدية

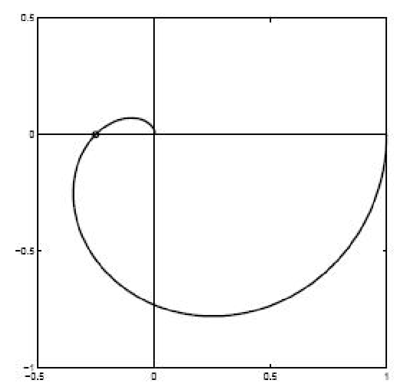
2.6.2. طريقة الاستجابة الترددية *The Frequency Response Method*

إن طريقة الاستجابة الترددية هي الطريقة الثانية المطورة بواسطة العالمين *Ziegler* و*Nichols*. تقوم هذه الطريقة على دراسة الاستجابة الترددية لتابع الانتقال لجملة التحكم، حيث يتم تحديد نقطة تقاطع منحني نايكوست لتابع الانتقال مع المحور الحقيقي السالب كما هو موضح بالشكل (2-11). توصف نقطة التقاطع بواسطة التردد ω_{180} والربح عند التردد $K_{180} = |P(\omega_{180})|$، بعد ذلك يتم حساب كل من معاملي الربح النهائي $K_u = 1/K_{180}$ والدور النهائي $T_u = 2\pi/\omega_{180}$. أخيراً، يتم معايرة محددات منظم *PID* بتعويض المعاملين K_u و T_u بالجدول (2-2).

يمكن أيضاً تقييم المعامين K_u وT_u تجريبياً وذلك بواسطة تفعيل أثر الحد التناسبي لمنظم *PID* فقط مع إيقاف مفعول الحدين التكاملي والتفاضلي ($T_i = \infty$ و $T_d = 0$) حيث يتم زيادة الربح التناسبي ببطء حتى تبدأ استجابة خرج جملة التحكم بالاهتزاز، عندئذٍ يمكن اعتبار قيمة معامل الربح النهائي K_u مساوٍ للربح التناسبي أما الدور النهائي T_u فيساوي دور الاهتزاز.

Controller	K	T_i	T_d
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

الجدول (2-2): حساب قيم معاملات منظم *PID* وفق طريقة الاستجابة الترددية للقفزة الواحدية



الشكل (2-11): منحني خصائص الاستجابة الترددية وفق طريقة Ziegler و Nichols

تقييم طرق المعايرة لمنظمات *PID* المقدمة من قبل العالمين (*Ziegler* و *Nichols*)

إن من أهم المآخذ على طرق ($Ziegler - Nichols$) في معايرة منظمات PID هي:

أ- **مناعتها الضعيفة لاضطرابات الحمولة:** إن السبب وراء هذه المشكلة يعود إلى أن معيار التصميم يعتمد على تخميد مطال الاهتزاز في منحني استجابة النظام إلى ربع قيمته، وهذا يكافئ حلقة تحكم مغلقة ذات أقطاب معامل تخامدها النسبي $\xi = 0.2$.

ب- **عدم دقتها في التوصيف الديناميكي لجمل التحكم:** إذ ليس من الكافي التعبير عن سلوك جمل التحكم بمعاملين فقط.

انطلاقاً مما سبق، ظهرت طرق معايرة جديدة مطورة عن طريقة ($Ziegler - Nichols$) تؤمن تخميد جيد لاضطرابات الحمل.

لكن بالرغم من سلبيات طريقة ($Ziegler - Nichols$) المذكورة، إلا أنها لا تزال تعتبر من أكثر طرق المعايرة شيوعاً وانتشاراً، نظراً لبساطتها وسهولتها ومازال معظم منتجي المتحكمات يعتمدونها ولكن مع بعض التعديلات الضرورية للحصول على معايرة أفضل.

فيما يلي شرح موجز لإحدى طرق المعايرة المطورة عن طريقة ($Ziegler - Nichols$) والتي تصف العملية التحكمية بثلاث معاملات، وتُعرف بطريقة الاستجابة المحسنة للقفزة الواحدية.

3.6.2. الاستجابة المحسنة للقفزة الواحدية *An Improved Step Response Method*

تصف هذه الطريقة استجابة القفزة الواحدية بثلاث معاملات $L,\ T,\ K$. يمكن توصيف هذه المعاملات من خلال تابعي الانتقال التاليين:

$$P_1(s) = \frac{K_p}{1+s.T}.e^{-s.L} \tag{2-27}$$

$$P_2(s) = \frac{K_v}{s}.e^{-s.L} \tag{2-28}$$

إن تابع الانتقال $P_1(s)$ هو تابع انتقال من المرتبة الأولى ذو تأخير زمني بمقدار L. تُحدد قيمة L بيانياً بنقطة تقاطع الميل الأعظمي لمنحني استجابة القفزة الواحدية مع محور إحداثيات الزمن، كما هو موضح بالشكل (2-10)، أما البارامتر T فيعرف بالثابت الزمني لتابع الانتقال، ويمثل الفترة الزمنية اللازمة لوصول مطال منحني استجابة القفزة الواحدية إلى 63.2% من قيمته عند الحالة المستقرة، بينما يمثل المعامل K_p الربح الستاتيكي للنظام، أما المعامل K_v فيعبر عن الميل الأعظمي لمنحني استجابة القفزة الواحدية.

للحصول على طريقة معايرة متطورة تم اعتماد طريقة تصميمية تُخضع الربح الأعظمي للمكامل لحدود مناعة النظام، بحيث أن الحساسية الأعظمية للنظام لا تتجاوز 1.4 (أي $M_s \leq 1.4$). انطلاقاً من الشرط السابق، يمكن تعريف شروط المعايرة التالية:

$$K = \begin{cases} \dfrac{o.3T}{K_v.L} & for \quad L < 2T \\ 0.15K_p & for \quad 2T < L \end{cases}$$

$$T_i = \begin{cases} 8L & for \quad L < 0.1T \\ 0.8T & for \quad 0.1T < L < 2T \\ 0.4L & for \quad 2T < L \end{cases} \tag{2-29}$$

بهدف التحقق من صحة قواعد المعايرة السابقة وموافقتها للشرط التصميمي، وبالتالي دراسة خصائص طريقة المعايرة المحسنة تم اختبار نظام المعايرة على تابع الانتقال التالي:

$$P(S) = \frac{1}{(S+1)(0.2S+1)} \tag{2-30}$$

مع الأخذ بعين الاعتبار أن المتحكم المستخدم في الجملة هو متحكم PI.

بفرض أن نظام التحكم المدروس يخضع لإشارة مرجعية تتغيرعلى شكل قفزة منذ لحظة البدء، بالإضافة إلى تعرض النظام لاضطراب حمولة على شكل قفزة أيضاً. يبين الشكل (2-12) الاستجابة الزمنية لكلٍ من إشارتي خرج جملة التحكم (y) ومتحول التحكم (u).

يرمز المنحني المتقطع لسلوك النظام تبعاً لقاعدة المعايرة بطريقة الاستجابة للقفزة الواحدية وفق طريقة (*Ziegler − Nichols*)، بينما يرمز المنحني المستمر لنظام المعايرة وفق طريقة الاستجابة المحسنة للقفزة الواحدية. بالمقارنة بين المنحنيين، يُلاحظ أن نظام التحكم المعاير تبعاً لطريقة الاستجابة الزمنية للقفزة الواحدية وفق (*Ziegler − Nichols*) يعاني من المشاكل التالية:

أ- ظهور استجابة اهتزازية واضحة.

ب- الاستجابة لاضطراب الحمولة جاء على حساب حساسية النظام الضعيفة.

جـ- القيمة الكبيرة لمعيار تجاوز الهدف الأعظمي (*Maximum over shoot*) عند الاستجابة للإشارة المرجعية.

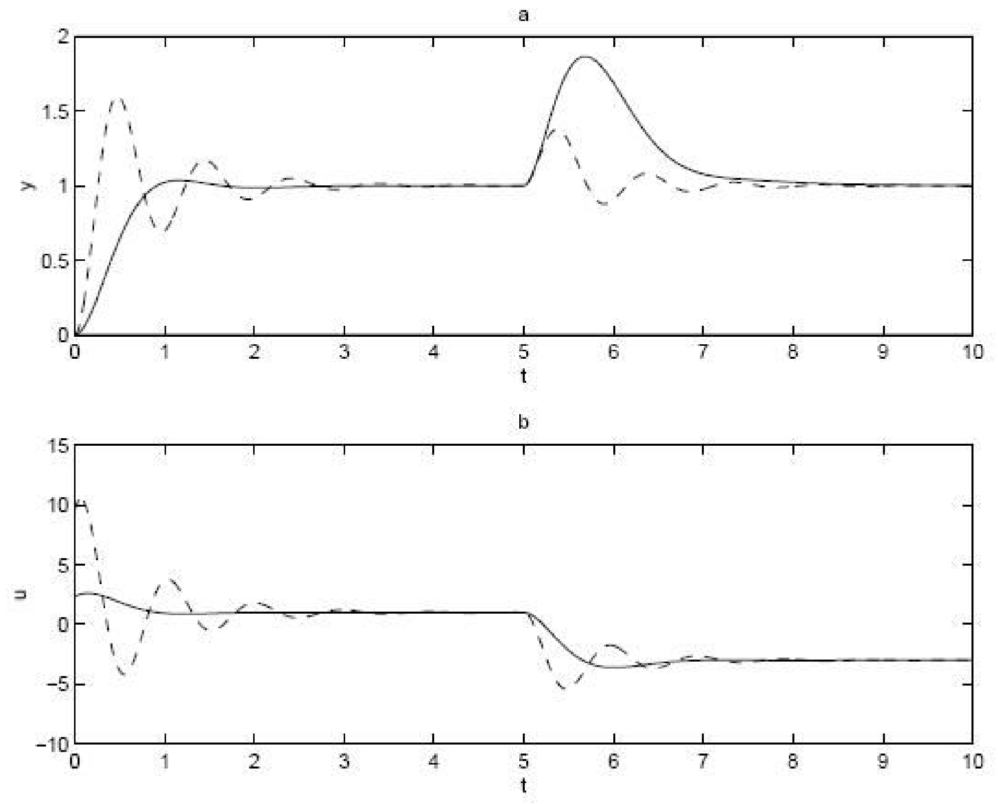
بالمقابل فإنه من الواضح أن قاعدة المعايرة وفق طريقة الاستجابة المحسنة للقفزة الواحدية أسست لنظام تحكم قادر على العمل ضمن مجال عريض، بمناعة كبيرة واستجابة جيدة.

4.6.2. الطريقة التصميمية المباشرة: ***Direct Synthesis Method***

تعتمد هذه الطريقة لمعايرة منظم PID على التوصيف الرياضي الصحيح للجملة المتحكم بها، والتحديد المسبق لخصائص استجابة نظام التحكم ذو الحلقة المغلقة. يمكن توضيح هذه الطريقة انطلاقاً من المثال التالي:

بفرض أن G_p يمثل تابع انتقال الجملة المتحكم بها، بينما يمثل G_c تابع انتقال المتحكم، بإهمال بقية العناصر الديناميكية في جملة التحكم، يكتب تابع انتقال الحلقة المغلقة لجملة التحكم وفق العلاقة:

$$\frac{cv}{sp} = \frac{G_{c.}G_p}{1 + G_{c.}G_p} \tag{2-31}$$



الشكل (2-12): خصائص الاستجابة الزمنية وفق طريقتي الاستجابة الزمنية للقفزة الواحدية المحسنة وغير المحسنة

يُعاد ترتيب العلاقة السابقة للحصول على قانون التحكم لنظام التغذية العكسية التالي:

$$G_c = \frac{1}{G_p}\left[\frac{\dfrac{cv}{sp}}{1 - \dfrac{cv}{sp}}\right] \tag{2-32}$$

نلاحظ من العلاقة $(2-32)$ أن قانون التحكم يعتمد بشكلٍ أساسي على خصائص استجابة نظام الحلقة المغلقة (cv/sp)، لذلك لا بد أولاً من تحديد أو فرض هذه الخصائص مسبقاً خلال مرحلة التصميم.

في هذا المثال تم افتراض أن استجابة نظام الحلقة المغلقة مكافئة لاستجابة تابع انتقال من المرتبة الأولى، أي:

$$\frac{cv}{sp} = \frac{1}{\lambda \cdot S + 1} \tag{2-33}$$

λ: ثابت زمني يُحدد من قبل المصمم.

يُعطى قانون التحكم بتعويض العلاقة (2-33) في العلاقة (2-32) على الشكل التالي:

$$G_c = \frac{1}{G_p} \cdot \frac{1}{\lambda . S} \qquad (2\text{-}34)$$

بفرض أن المتحكم المستخدم في الجملة من نوع *PI*، وأن تابع انتقال الجملة المتحكم بها معطى بالعلاقة:

$$G_p = \frac{K_p}{\tau_p . S + 1} \qquad (2\text{-}35)$$

عندئذٍ يُعطى قانون التحكم وفق العلاقة:

$$G_c = \frac{\tau_p . S + 1}{K_p . \lambda . S} = \frac{\tau_p}{K_p . \lambda}\left(1 + \frac{1}{\tau_p . S}\right) \qquad (2\text{-}36)$$

وبالتالي فإن معاملات المنظم *PI* تُحسب كالتالي:

$$K = \frac{\tau_p}{K_p . \lambda} \qquad (2\text{-}37)$$
$$T_i = \tau_p$$

يوضح الجدول (2–3) خصائص معاملات المنظم *PID* كل على حدة.

	الإيجابيات	السلبيات
المتحكم التناسبي	– زيادة سرعة النظام أي بمعنى آخر تقليل زمن الصعود – بزيادة ثابت التناسب ينقص مقدار الخطأ في الحالة المستقرة	– لا يلغي الخطأ في الحالة المستقرة – بزيادة ثابت التناسب يزداد اهتزاز النظام (انخفاض درجة الاستقرار)
المتحكم التكاملي	– يلغي الخطأ في الحالة المستقرة	– يزيد من اهتزاز النظام (انخفاض درجة الاستقرار)
المتحكم التفاضلي	– يقوم بتخفيض نسبة تجاوز الهدف – يقوم بتخفيض اهتزاز النظام (يزيد درجة الاستقرار)	– لا يؤثر على خطأ الحالة المستقرة أي لا يزيده ولا ينقصه – حساس جداً للضجيج (أي بزيادة ثابت التفاضل يزيد ضجيج النظام)

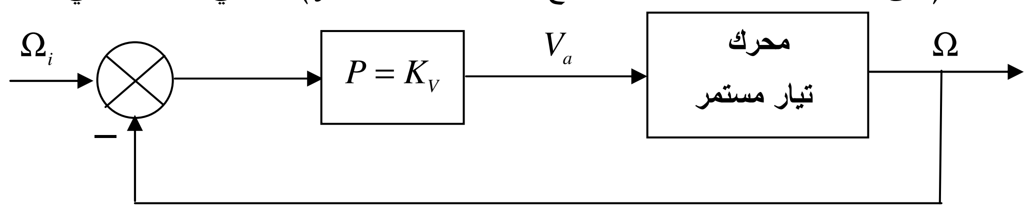
الجدول (2–3): خصائص معاملات منظم *PID*

7.2. تنظيم سرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل

1.7.2. تنظيم سرعة المحرك بدون تنظيم التيار

كنا قد وجدنا سابقاً أن مرتبة تابع انتقال محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل من المرتبة الثانية، أي أن معادلته المميزة من الدرجة الثانية أيضاً، ونظراً لأن الهدف هو تصميم دارة تحكم مستقرة لتنظيم سرعة محرك التيار المستمر، فإنه ينبغي أن تكون استجابة النظام ذات طبيعة متخامدة، مما يقتضي اختيار قيمة لمعامل التخامد أكبر من الصفر ($0 < \xi$)، وتعتبر القيمة $\xi = 0.7$ هي القيمة الأمثلية، وبالتالي يكون لتابع الانتقال الكلي لجملة التحكم المدروسة قطبين تخيليين متناظرين.

أولاً، وقبل البدء بعملية تنظيم السرعة لا بد من إضافة منظم تناسبي لجعل تابع انتقال المحرك يملك قطبين حقيقيين متماثلين (على اعتبار أن معامل التخامد لتابع انتقال المحرك $\xi>0$) كما في الشكل التالي:



الشكل (2−13): الحلقة الداخلية لدارة تنظيم السرعة

إن تابع انتقال الحلقة المغلقة للمخطط الصندوقي السابق هو تابع انتقال من المرتبة الثانيــة، ويُعطــى بالعلاقــة التالية:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{\dfrac{K_V.K}{J.L_a}}{S^2 + \dfrac{(J.R_a + L_a.F)}{J.L_a}S + \dfrac{R_a.F + K^2 + K_V.K}{J.L_a}} \qquad (2\text{-}38)$$

يُلاحظ بعد إضافة المنظم التناسبي أن مرتبة تابع انتقال النظام قد بقيت كما هي وأصبح بالإمكان اختيار شكل استجابة النظام وذلك بفرض قيمة معينة لمعامل التخامد ξ.

باختيار قيمة لمعامل التخامد مساوية للواحد أي $\xi = 1$. عندئذٍ تُحسب قيمة المعامل التناسبي K_V مــن العلاقــة التالية:

$$K_V = \frac{\omega_{n1}^2.J.L_a - R_a.F - K^2}{K} \qquad (2\text{-}39)$$

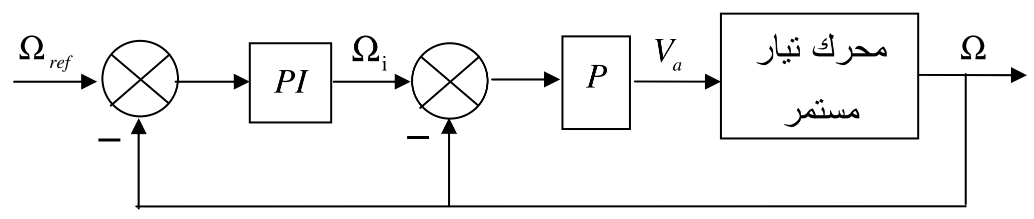
تُكتب معادلة تابع الانتقال للمحرك بعد إضافة المنظم التناسبي واعتبار $\xi = 1$ كما يلي:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{\dfrac{K_V.K}{J.L_a}}{(S + P_1)(S + P_2)} \qquad (2\text{-}40)$$

حيث $P_1 = P_2 = \omega_{n1}$ لأن $\xi = 1$.

بهدف تنظيم سرعة المحرك فإن أفضل شكل للمنظم *PID* هو الشكل التناسبي− التكاملي *PI*، حيث يعمل المنظم التكاملي على إلغاء الخطأ الستاتيكي، وعند إضافة المنظم التناسبي نحصل في تابع انتقال المنظم *PI* على صفر يمكن اختزاله مع قطب من أقطاب المعادلة السابقة.

إن المخطط الصندوقي النهائي لجملة التحكم بتنظيم السرعة دون تنظيم التيار مبين في الشكل التالي:



الشكل (2−14): حلقة تنظيم السرعة باستخدام المنظم *P-PI*

يُعطى تابع انتقال المنظم التناسبي − التكاملي وفق العلاقة:

$$K_P+\frac{K_I}{S}=\frac{K_P.\left(S+\frac{K_I}{K_P}\right)}{S} \tag{2-41}$$

بفرض أن $P_1=\frac{K_I}{K_P}$ عندها يمكن اختزال صفر المنظم التناسبي – التكاملي مع أحد قطبي المعادلة (2–40)، وبالتالي فإن تابع انتقال حلقة تنظيم السرعة يُعطى وفق العلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\frac{K_V.K}{J.L_a}.\frac{1}{S+P_2}.\frac{K_P}{S}}{1+\frac{K_V.K}{J.L_a}.\frac{1}{S+P_2}.\frac{K_P}{S}} \tag{2-42}$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\frac{K_V.K_P.K}{J.L_a}}{S^2+P_2.S+\frac{K_V.K_P.K}{J.L_a}} \tag{2-43}$$

إذاً شكل تابع انتقال تنظيم السرعة هو تابع انتقال من المرتبة الثانية، وباختيار قيمة أمثلية لمعامل التخامد ξ = 0.7 يمكن عندئذٍ حساب ثوابت المنظم التناسبي – التكاملي كما يلي:

$$2.\xi.\omega_{n2}=P_2 \Rightarrow \omega_{n2}=\frac{P_2}{1.4} \tag{2-44}$$

وبما أن $\omega_{n2}^2=\frac{K_V.K_P.K}{J.L_a}$

عندئذٍ تُحسب قيمة المعامل التناسبي K_P وفق العلاقة:

$$K_P=\frac{\omega_{n2}^2\cdot J\cdot L_a}{K_V\cdot K} \tag{2-45}$$

أما المعامل التكاملي K_I فيحسب من العلاقة:

$$\frac{K_I}{K_P}=P_1 \Rightarrow K_I=K_P\cdot P_1=K_P\cdot\omega_{n1} \tag{2-46}$$

يُستنتج مما سبق أن قيمة ثابت المنظم التناسبي P للحلقة الداخلية لمنظم السرعة وقيم ثوابت المنظم التناسبي– التكاملي PI للحلقة الخارجية لمنظم السرعة أصبحت معروفة.

في حالة تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار نجد أن نظام القيادة:

- لا يحتاج إلى وجود حساس تيار بينما يحتاج لحساس سرعة تشابهي أو رقمي.
- يحتاج النظام المصمم إلى دارة حماية خارجية من زيادة تيار المتحرض.
- من أجل شكل استجابة معين (قيمة معروفة لـــ ξ) فإن سرعة الاستجابة للسرعة ثابتة.
- يجب أن يتم تطبيق السرعة المرجعية بشكل متدرج وذلك لأنه عند تطبيق السرعة المرجعية بشكل قفزة تكون سرعة استجابة السرعة كبيرة ومخالفة بذلك القوانين الفيزيائية لوجود عطالة للمحرك تمنعه من الوصول إلى قيمة السرعة المرجعية خلال أجزاء الثانية، إلا إذا تم بالمقابل استجرار قيمة كبيرة لتيار

المتحرض تتجاوز الحد المسموح به.

لقد دُعّمت الدراسة التحليلية السابقة بدراسة تمثيلية بالاعتماد على برنامج *MATLAB-SIMULINK*، حيث تم اختبار منظومة التحكم المدروسة وفق المعايير التالية:

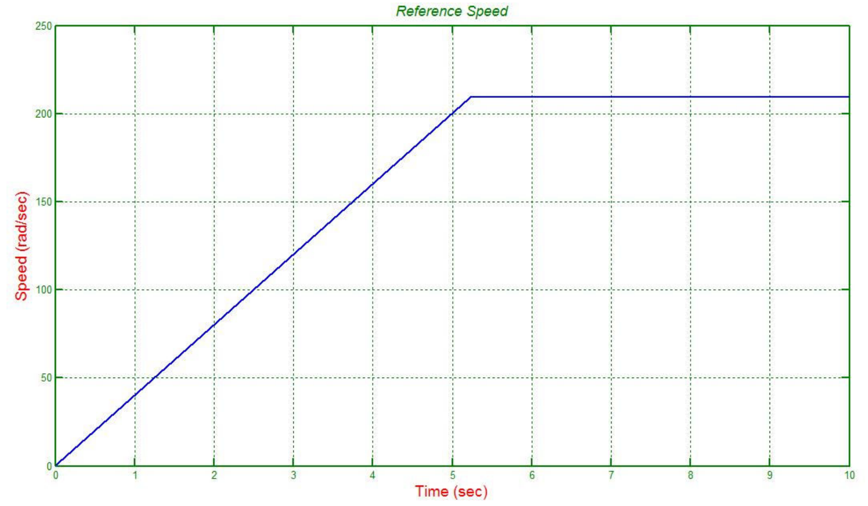
أ- تطبيق السرعة المرجعية على جملة التحكم بشكل متدرج كما هو مبين بالشكل (2−15)

ب-تطبيق الحمولة الاسمية على المحرك بشكل قفزة عند لحظة زمنية محددة $(t = 7sec)$.

تم التمييز خلال الدراسة التمثيلية لمنظومة التحكم المدروسة بين الحالتين التاليتين:

أ- تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار مع إهمال رد فعل المتحرض.

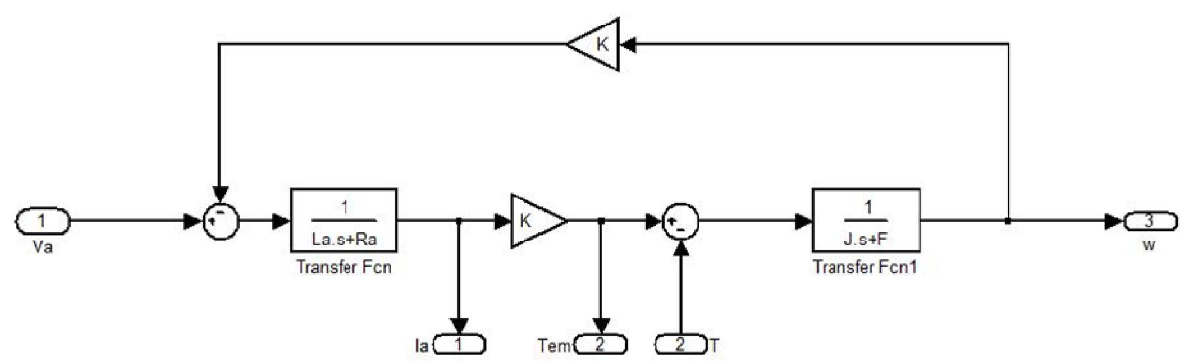
ب-تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.



الشكل (2-15): منحني إشارة السرعة المرجعية المطبق على جملة التحكم

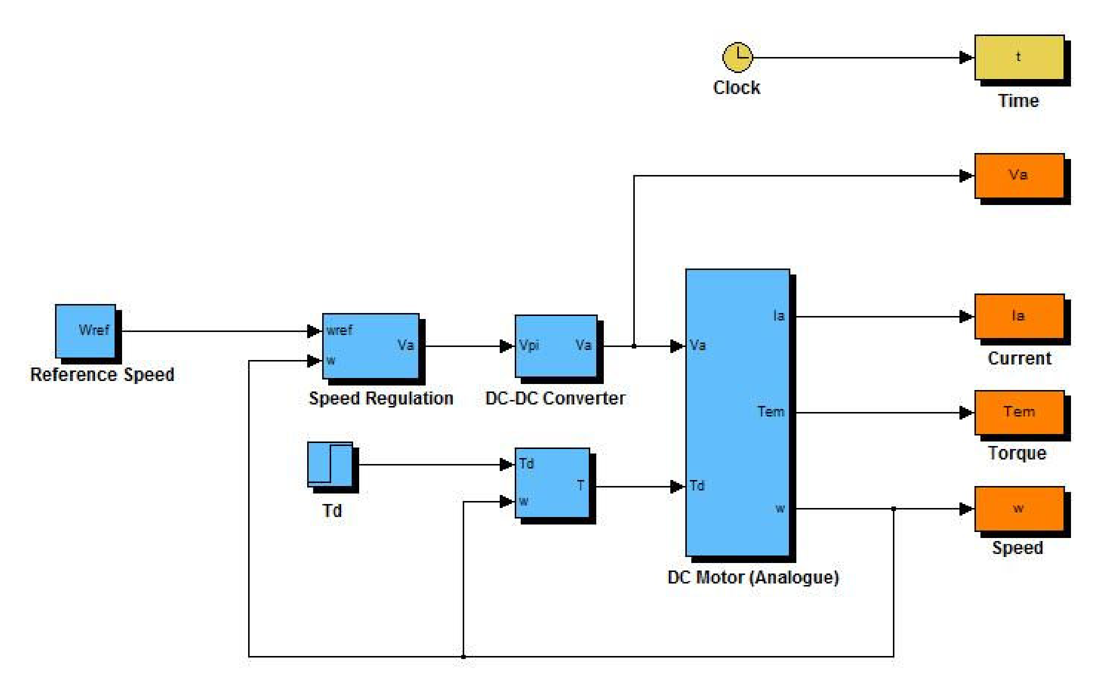
أولاً: تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار مع إهمال رد فعل المتحرض

يبين الشكل (2−16) المخطط الصندوقي الممثل لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل، حيث يتضح أنه تم إهمال رد فعل المتحرض، واعتبار قيمة K ثابتة $(K = 0.949)$.

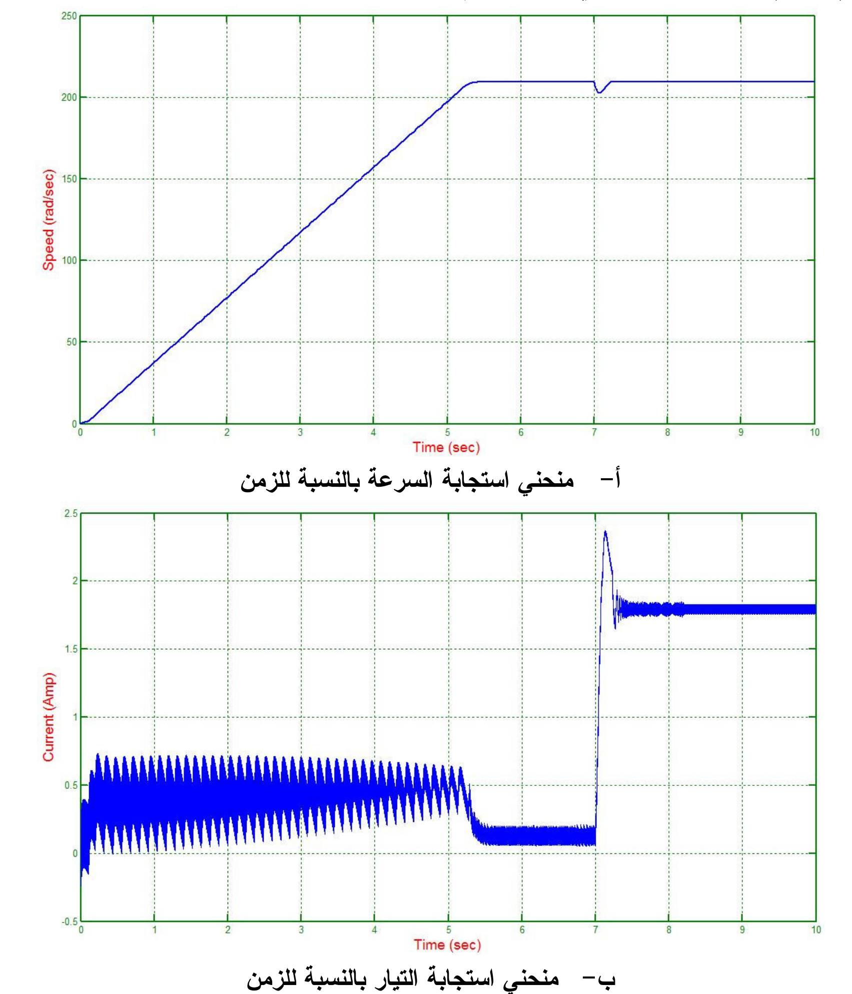


الشكل (2−16): المخطط الصندوقي المكافئ للمحرك المدروس عند إهمال رد فعل المتحرض

يبين الشكل (2−17) المخطط الصندوقي وفق برنامج *MATLAB-SIMULINK* لدارة تنظيم السرعة المدروسة، يلاحظ أن قيم معاملات منظمات *PID* المستخدمة تحسب في المنظومة لمرة واحدة عند قيمة K المختارة. عند تطبيق شروط الإختبار المذكورة على جملة التحكم حصلنا على منحنيات الاستجابة لكل من السرعة وتيار الحمولة كما هو مبين بالشكل (2−18).



الشكل (2−17): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة بدون تيار عند إهمال رد فعل المتحرض



أ− منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب− منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2−18): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار مع إهمال رد فعل المتحرض

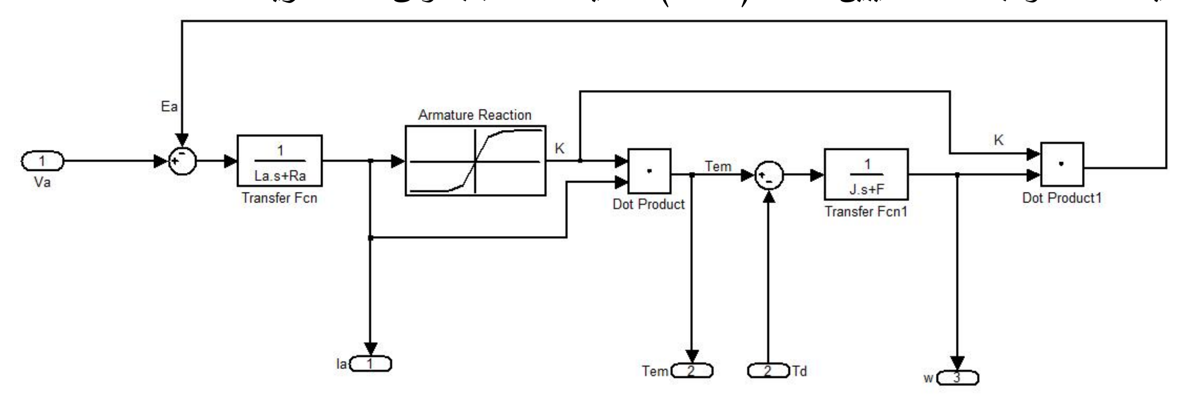
ثانياً: تنظيم سرعة المحرك بدون تنظيم التيار مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

في هذه الحالة تم تمثيل المحرك وفق المخطط الصندوقي المبين بالشكل (2−19)، حيث يُلاحظ أن قيمة K

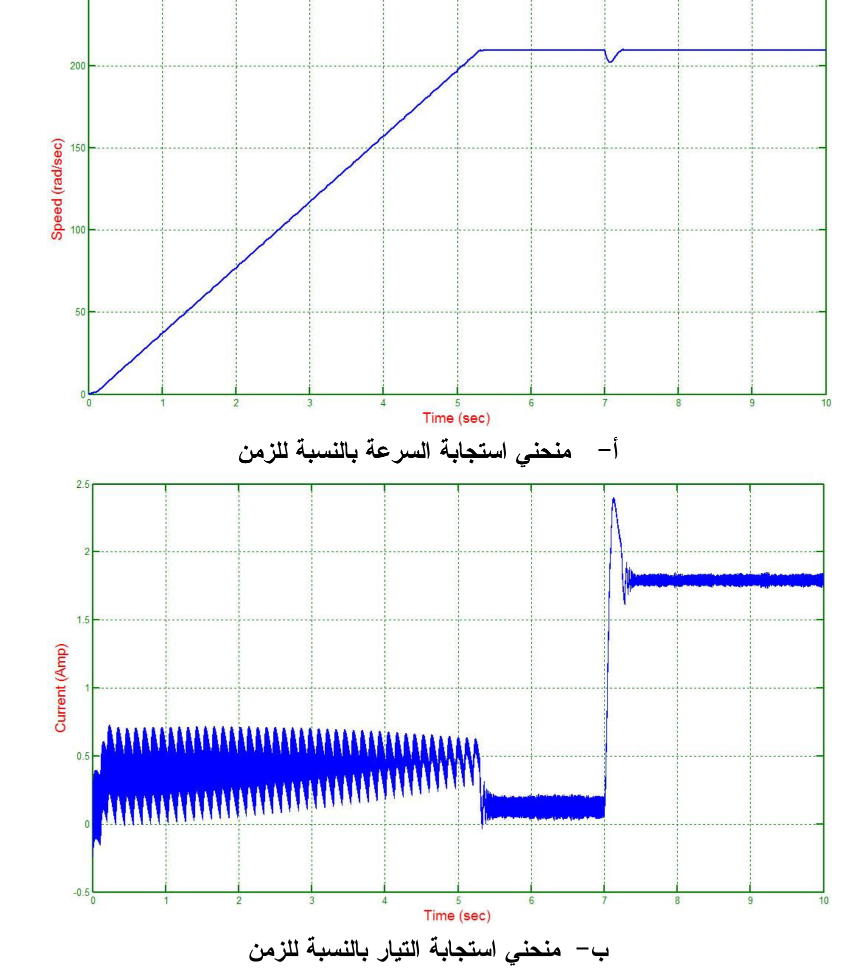
تتغير مع تغير تيار المتحرض تبعاً للمنحني التجريبي المستنتج مسبقاً. تم في هذه الطريقة التمييز بين الحالتين التاليتين:

أ- حساب قيم معاملات منظمات PID عند قيمة محددة وثابتة لـ K

يظهر تأثير رد فعل المتحرض وفق هذه الطريقة فقط في المخطط الصندوقي الممثل للمحرك المدروس، بينما يهمل هذا التأثير عند حساب قيم معاملات منظمات PID حيث يتم حساب قيم هذه المعاملات عند قيمة محددة وثابتة لـ K. يبين الشكل (2−20) منحنيات الاستجابة وفق هذه الطريقة.



الشكل (2−19): المخطط الصندوقي المكافئ للمحرك المدروس عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

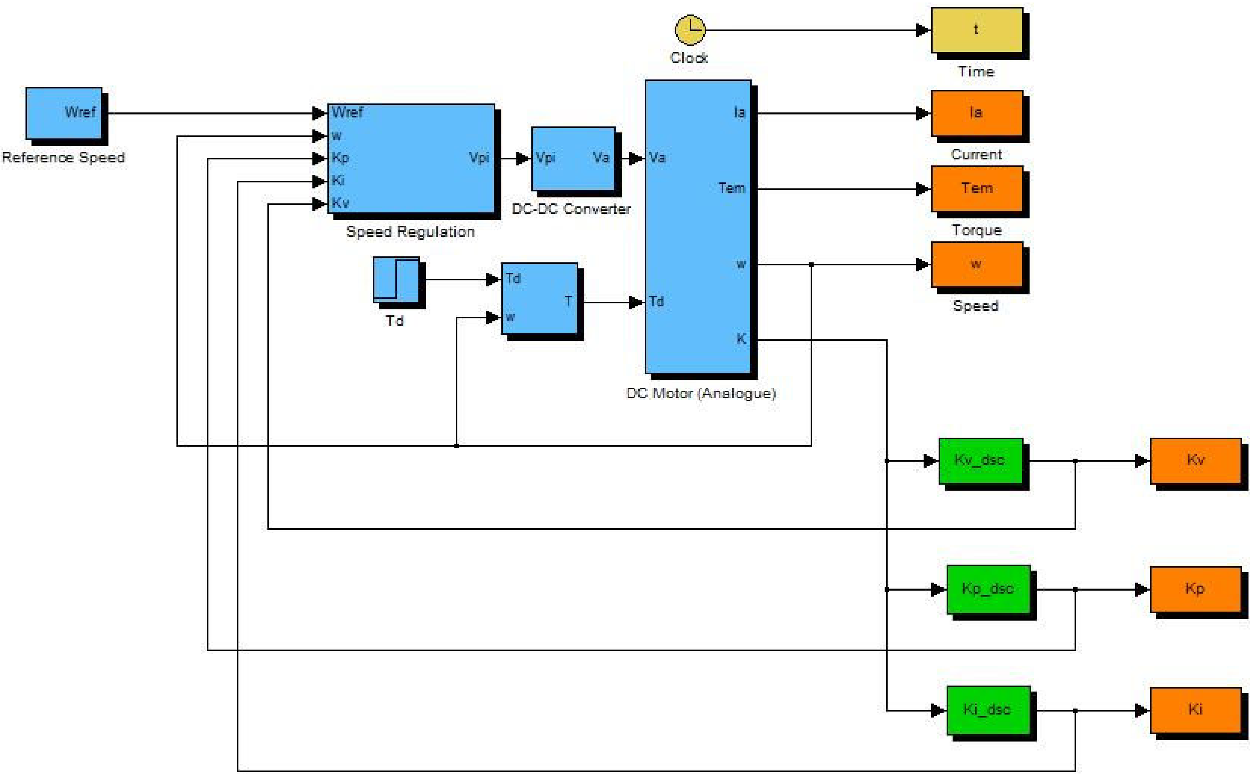
ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2−20): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع أخذ رد فعل المتحرض وفق طريقة المعاملات الثابتة لمنظمات PID

ب- المعايرة الآنية لقيم معاملات منظمات *PID*

يبين الشكل (2-21) المخطط الصندوقي لدارة التحكم التي تعمل وفق مبدأ المعايرة الآنية، يلاحظ في هذه الدارة استخدام عناصر *S-Function* في بيئة التصميم *MATLAB-SIMULINK* بهدف حساب قيم معاملات منظمات *PID* بشكل آني مع تغير قيمة *K*.

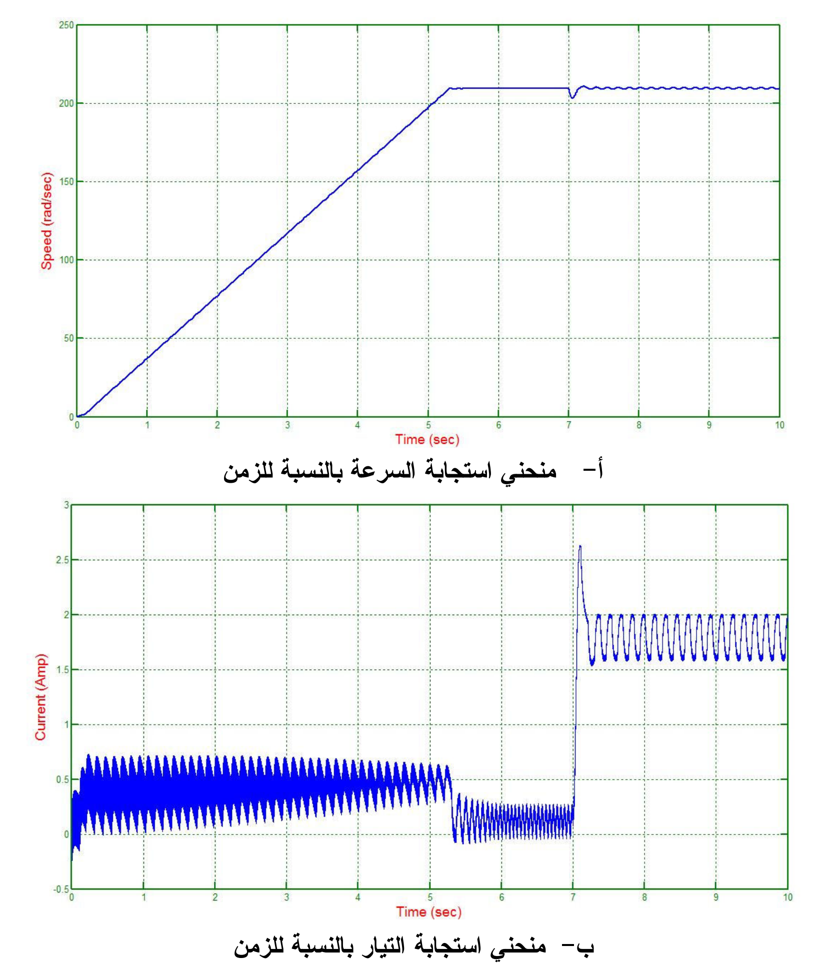
يبين الشكل (2-22) منحنيات الاستجابة وفق هذه الطريقة.



الشكل(2-21): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة بدون تيار وفق طريقة المعايرة الآنية لمنظمات *PID*

يتبين بالنظر إلى منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة المعايرة الآنية الطبيعة الاهتزازية غير المتخامدة لاستجابة النظام بعد تطبيق الحمولة الكاملة، مما يجعل استبعاد استخدام هذه الطريقة أمراً مقبولاً ومنطقياً.

بمقارنة منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار بين طريقتي تنظيم السرعة بدون أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار مع طريقة تنظيم السرعة (مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار) عند قيم ثابتة لمعاملات منظمات *PID* نجد أن منحنيات الاستجابة شبه متطابقة، وهذا بدوره يشير إلى أن تغير قيمة *K* مع تغير تيار المتحرض وفق المنحني التجريبي المستنتج لم يؤثر بشكل واضح على أداء النظام ككل، مما يلغي الحاجة إلى تحميل منظومة التحكم المزيد من العبء الرياضي والمادي بدون طائل والذي تتطلبه طريقة تنظيم السرعة عند قيم ثابتة لمعاملات منظمات *PID*. يتضح مما سبق أن طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم تيار مع إهمال رد فعل المتحرض هي الطريقة الأفضل بين الطرق المدروسة.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

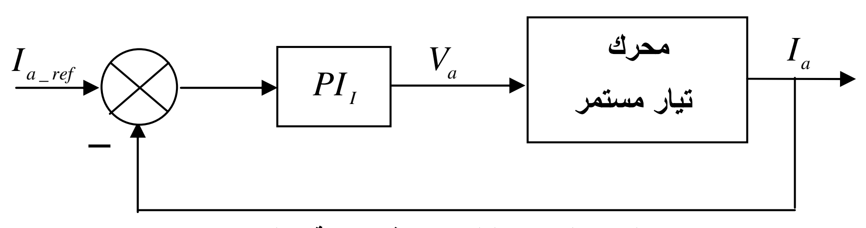
ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2-22): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة بدون تيار مع أخذ رد فعل المتحرض وفق طريقة المعايرة الآنية لمنظمات *PID*

2.7.2. تنظيم سرعة المحرك مع تنظيم التيار

وجدنا في حالة تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار ضرورة استخدام المنظم *P-PI*، حيث كان الهدف من استخدام المنظم التناسبي في الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة هو الحصول على قطبين متماثلين، أما الهدف من استخدام المنظم التناسبي – التكاملي فكان بالدرجة الأولى هو إلغاء الخطأ الستاتيكي في السرعة بالإضافة إلى اختزال صفر المنظم التناسبي– التكاملي مع أحد قطبي النظام المدروس، وبالتالي الحصول على تابع انتقال لحلقة تنظيم السرعة من المرتبة الثانية بسرعة استجابة ومعامل تخامد يفرضهما المصمم.

فيما يلي سيتم توضيح كيفية القيام بتنظيم السرعة مع تنظيم التيار، حيث سنعتبر أن حلقة تنظيم التيار هي الحلقة الداخلية وحلقة تنظيم السرعة هي الحلقة الخارجية. يبين الشكل (2-23) المخطط الصندوقي لحلقة تنظيم التيار.



الشكل (2-23): المخطط الصندوقي لحلقة تنظيم التيار

يُعطى تابع انتقال الحلقة المفتوحة لدارة تنظيم التيار بالعلاقة:

$$\left(\frac{I_a}{I_{a-ref}}\right)_{open} = \frac{1/L_a}{\left(S+\frac{R_a}{L_a}\right)} \cdot \frac{K_{P-I}\left(S + K_{I-I}/K_{P-I}\right)}{S} \quad (2\text{-}47)$$

بفرض أن: $\frac{K_{I-I}}{K_{P-I}} = \frac{R_a}{L_a}$ ، عندئذٍ يمكن كتابة تابع انتقال الحلقة المغلقة لدارة تنظيم التيار كما يلي:

$$\frac{I_a}{I_{a_ref}} = \frac{K_{P-I}/L_a}{S + \frac{K_{P-I}}{L_a}} \quad (2\text{-}48)$$

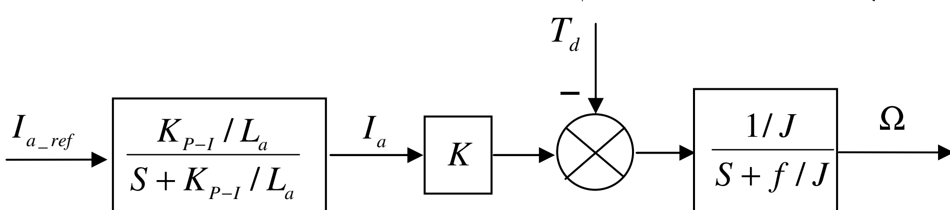
من الملاحظ أن تابع انتقال حلقة تنظيم التيار هو تابع انتقال من المرتبة الأولى ذي استجابة أسية، أما سرعة الاستجابة فتحددها قيمة معامل المنظم التناسبي K_{P-I}.

بالتالي لابد من اختيار قيمة مناسبة لـ K_{P-I} ومن ثم حساب قيمة K_{I-I} من العلاقة التالية:

$$K_{I-I} = \frac{R_a}{L_a} . K_{P-I} \quad (2\text{-}49)$$

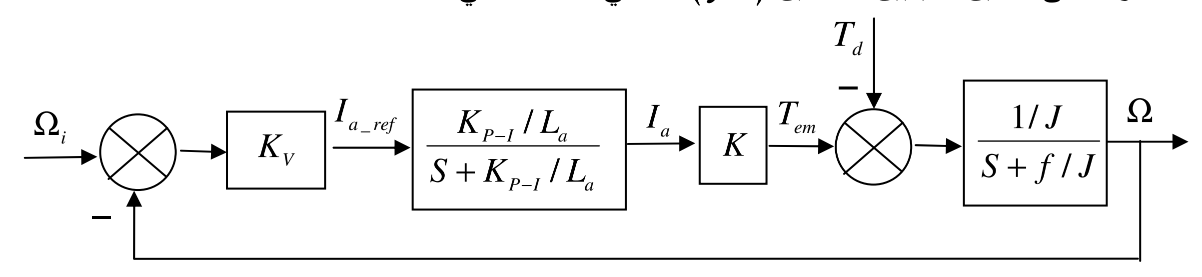
بعد حساب قيم معاملات المنظم التناسبي – التكاملي لحلقة تنظيم التيار يمكن استنتاج تابع انتقال حلقة تنظيم السرعة وحساب قيم معاملات منظمات حلقة السرعة.

قبل اختيار طبيعة منظمات حلقة السرعة تم رسم المخطط الصندوقي الذي يتضمن تابع انتقال حلقة تنظيم التيار مع تابع الانتقال الذي يربط بين السرعة والعزم.



الشكل (2–24): المخطط الصندوقي الذي يربط بين القيمة المرجعية لتيار المتحرض وسرعة المحرك

من الشكل السابق نجد أن تابع الانتقال هو من الدرجة الثانية، لذلك يضاف المنظم التناسبي P في البداية للحصول على قطبين حقيقيين متماثلين (ξ=1) كما في الشكل التالي:



الشكل (2–25): الحلقة الداخلية لدارة تنظيم السرعة

من المخطط الصندوقي نجد أن تابع الانتقال للحلقة الداخلية لتنظيم السرعة يعطى بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i}=\frac{\dfrac{K_V.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{S^2+\left(\dfrac{K_{P-I}}{L_a}+\dfrac{F}{J}\right).S+\dfrac{K_{P-I}.F+K_V\cdot K_{P-I}.K}{J.L_a}} \qquad (2\text{-}50)$$

تُحسب قيمة ω_{n1} من أجل $\xi=1$ بالعلاقة:

$$2.\xi.\omega_{n1}=\frac{K_{P-I}}{L_a}+\frac{F}{J}\Rightarrow\omega_{n1}=\frac{J.K_{P-I}+F.L_a}{2.J.L_a} \qquad (2\text{-}51)$$

ومن ثم تُحسب قيمة K_V كما يلي:

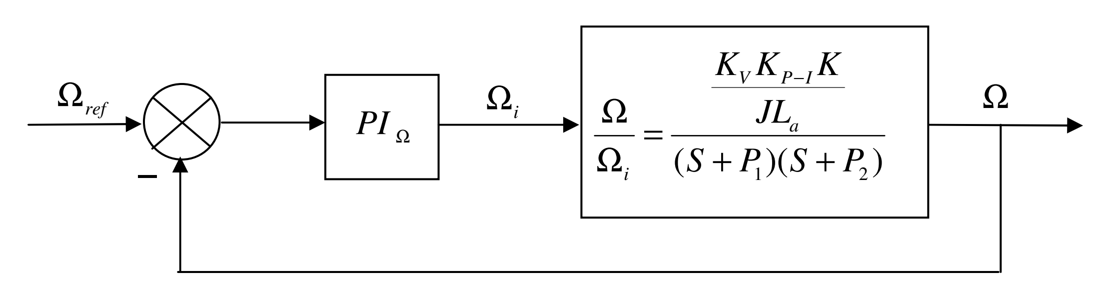
$$K_V=\frac{\omega_{n1}^2.J.L_a-F.K_{P-I}}{K_{P-I}.K} \qquad (2\text{-}52)$$

يمكن أن يكتب تابع انتقال الحلقة الداخلية للسرعة من أجل $\xi=1$ وفق العلاقة التالية:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i}=\frac{\dfrac{K_V.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{(S+P_1).(S+P_2)} \qquad (2\text{-}53)$$

حيث $P_1=P_2$ وقيمة هذين القطبين متعلقة بقيمة الثابت التناسبي لمنظم التيار K_{P-I}.

الآن سيتم اختيار المنظم من الشكل PI في الحلقة الخارجية لتنظيم السرعة وذلك لنفس الأسباب المذكورة عند دراسة وتحليل طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم للتيار. يبين الشكل (2–26) المخطط الصندوقي للحلقة الخارجية لتنظيم السرعة.



الشكل (2–26): الحلقة الخارجية لدارة تنظيم السرعة

وبفرض أن: $P_1=\dfrac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}}$

عندئذٍ تُعطى معادلة تابع انتقال الجملة ككل متضمنةً حلقة تنظيم السرعة بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\dfrac{K_V.K_{P-I}.K_{P-\Omega}.K}{J.L_a}}{S^2+P_2.S+\dfrac{K_V.K_{P-I}.K_{P-\Omega}.K}{J.L_a}} \qquad (2\text{-}54)$$

باختيار $\xi=0.7$ يمكن حساب ثوابت المنظم التناسبي– التكاملي PI_{Ω} كما يلي:

$$2.\xi.\omega_{n2}=P_2\Rightarrow\omega_{n2}=\frac{P_2}{1.4} \qquad (2\text{-}55)$$

وبما أن:

$$\omega_{n2}^{2}=\frac{K.K_{P-\Omega}.K_{V}.K_{P-I}}{J.L_{a}} \qquad (2\text{-}56)$$

عندئذٍ تُحسب قيمة الثابت $K_{P\text{-}\Omega}$ من العلاقة:

$$K_{P-\Omega}=\frac{\omega_{n2}^{2}.J.L_{a}}{K.K_{V}.K_{P-I}} \qquad (2\text{-}57)$$

بعد معرفة $K_{P\text{-}\Omega}$ يمكن حساب $K_{I\text{-}\Omega}$ من العلاقة:

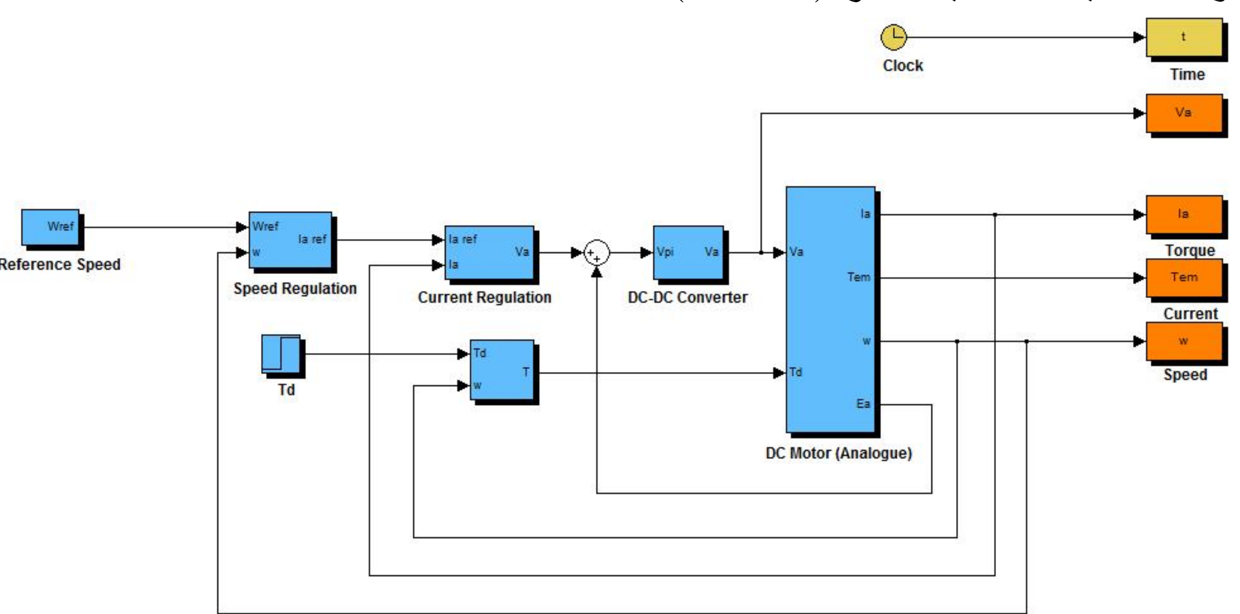
$$K_{I-\Omega}=K_{P-\Omega}.P_{1} \qquad (2\text{-}58)$$

مما سبق نجد أنه تم حساب معاملات منظمات التيار والسرعة اعتماداً على تحليل المعادلة المميزة لتوابع انتقال الحلقة الداخلية لتنظيم التيار ($K_{P\text{-}I}$ ، $K_{I\text{-}I}$) والحلقة الداخلية لتنظيم السرعة (K_V) والحلقة الخارجية لتنظيم السرعة ($K_{P\text{-}\Omega}$ ، $K_{I\text{-}\Omega}$).

بشكلٍ مشابه لما تم توضيحه في طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم للتيار، فقد تم اجراء دراسة تمثيلية لجملة التحكم بتنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق نفس معايير الإختبار المذكورة سابقاً، وتم في هذه الدراسة أيضاً التمييز بين الحالتين التاليتين:

أولاً: تنظيم سرعة المحرك مع تنظيم التيار بدون أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

يبين الشكل (2−16) المخطط الصندوقي الممثل لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل. يتضح من المخطط أنه تم إهمال تأثير رد فعل المتحرض واعتبار قيمة K ثابتة، بينما يبين الشكل (2−27) المخطط الصندوقي الممثل لدارة تنظيم السرعة المدروسة وفيه تحسب قيم معاملات منظمات PID المستخدمة في المنظومة لمرة واحدة عند قيمة K الأمثلية المختارة (K =0.949).

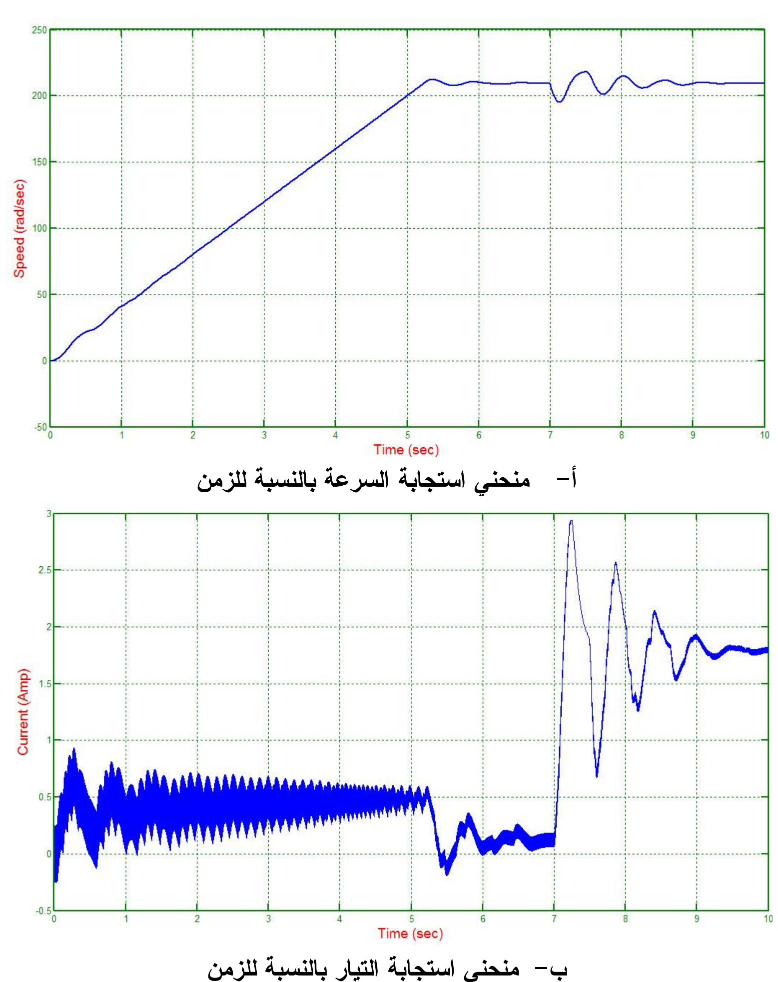


الشكل (2−27): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند إهمال رد فعل المتحرض

تعتمد هذه الطريقة على اختيار قيمة مناسبة للثابت التناسبي لمنظم التيار $K_{P\text{-}I}$، فالشكل (2−28) يبين منحنيات استجابة السرعة والتيار عند $K_{P\text{-}I}$ =10، أما الشكل (2−29) فيوضح منحنيات استجابة السرعة والتيار عند قيمة $K_{P\text{-}I}$ =30، بينما يبين الشكل (2−30) منحنيات استجابة السرعة والتيار عند $K_{P\text{-}I}$ = 35.

يُلاحظ من منحنيات الاستجابة عند قيمة K_{P-I}=35 أن النظام يخــرج مــن دائــرة الاســتقرار عنــد تحميلــه بالحمولة الكاملة.

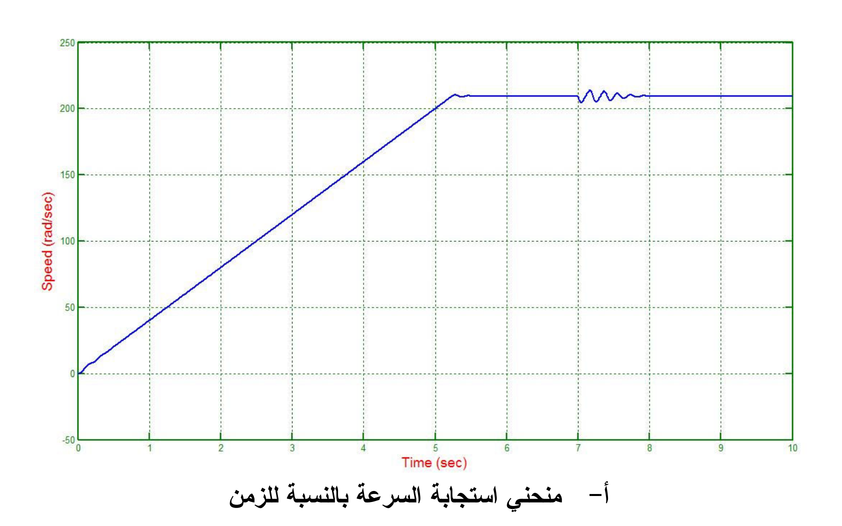
بمقارنة منحنيات الاستجابة السابقة عند قيم K_{P-I} المختلفة نجد أنه تم الحصول على الاستجابة الأفضــل عنــد K_{P-I}=30، كما يتضح أيضاً أن الطبيعة الاهتزازية المتخامدة للنظام تظهر بشكلٍ جلي عند تحميلــه بالحمولــة الكاملة.



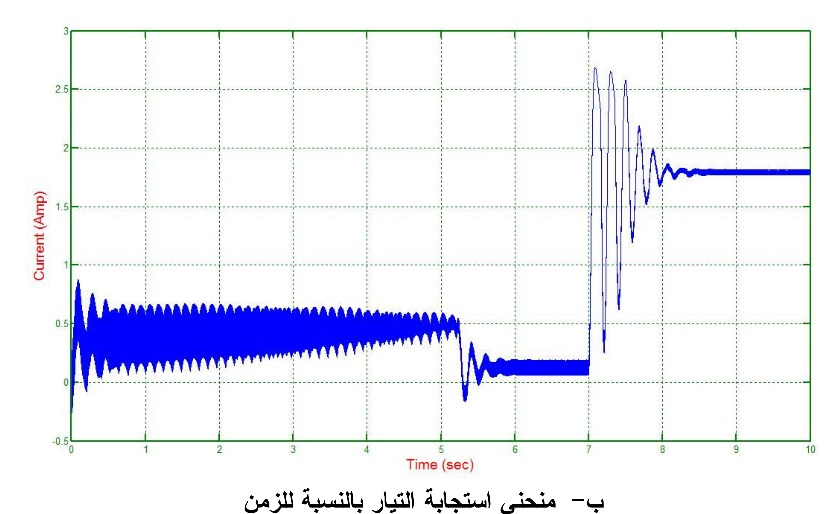
أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2-28): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار مع إهمال رد فعل المتحرض عند K_{PI}=10

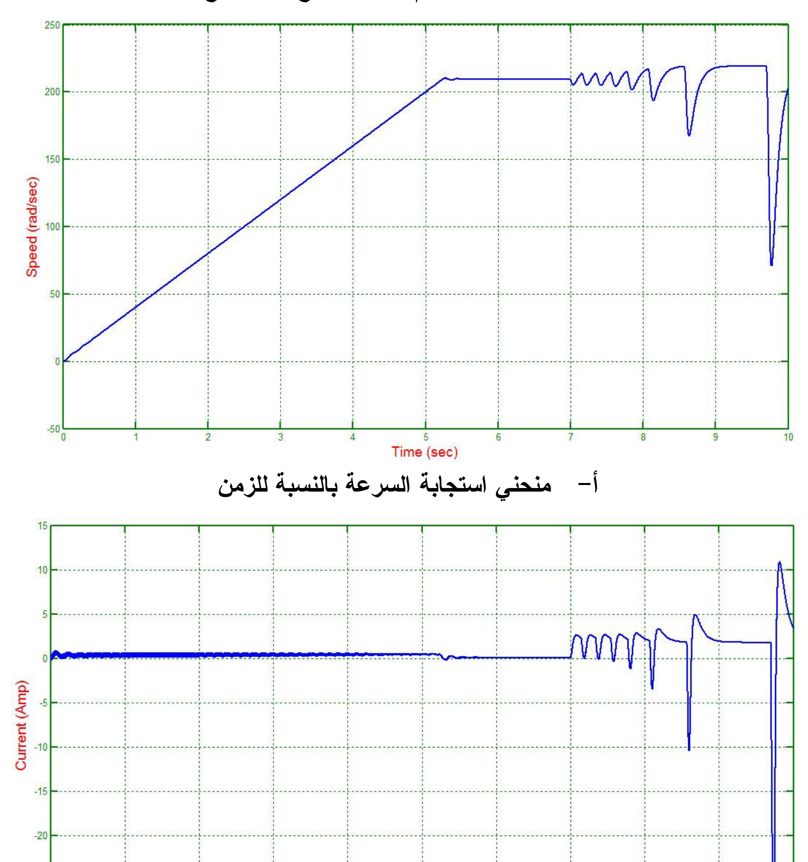


أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2−29): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار مع إهمال رد فعل المتحرض عند 30= K_{PI}



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2−30): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار مع إهمال رد فعل المتحرض عند 35= K_{PI}

ثانياً: تنظيم سرعة المحرك مع تنظيم التيار عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

في هذه الحالة تم تمثيل المحرك وفق المخطط الصندوقي المبين بالشكل (2−19) حيث تتغير قيمة K في الدارة المكافئة مع تغير تيار المتحرض تبعاً للمنحني التجريبي المستنتج مسبقاً. تم في هذه الطريقة التمييز بين الحالتين التاليتين:

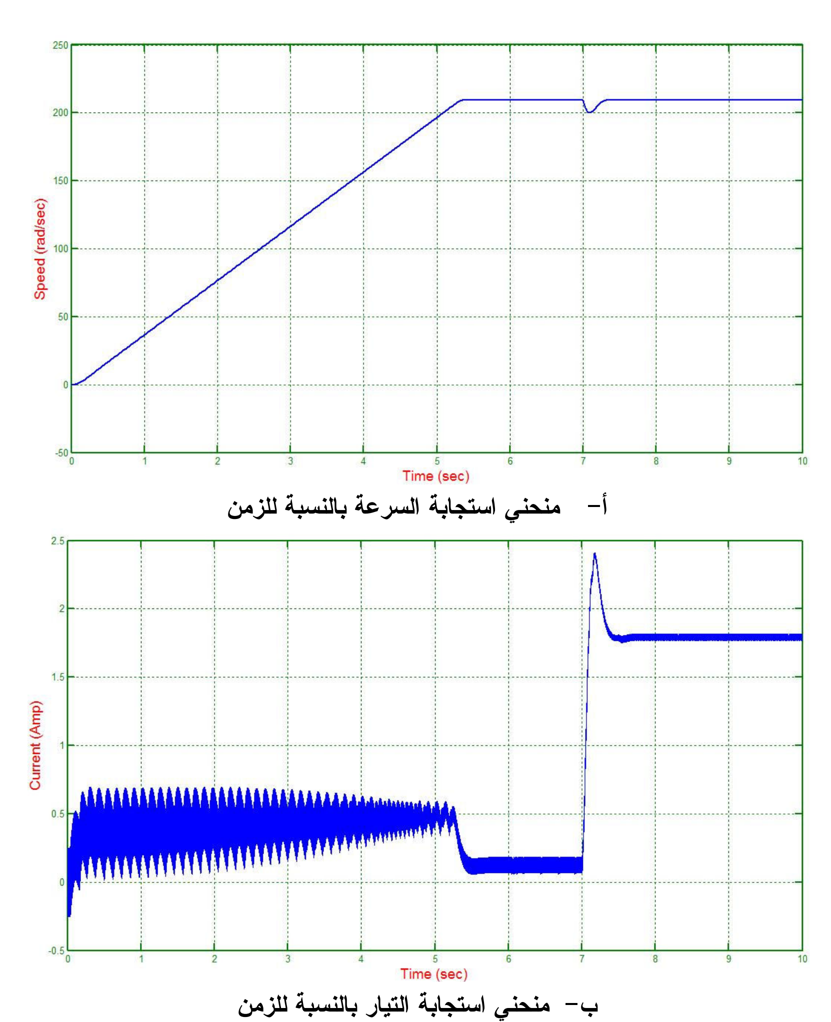
أ- حساب قيم معاملات منظمات *PID* عند قيمة ثابتة لـ *K*

يظهر تأثير رد فعل المتحرض وفق هذه الطريقة فقط في المخطط الصندوقي الممثل للمحرك المدروس، بينما تُحسب قيم معاملات منظمات *PID* عند قيمة ثابتة لـ *K*.

كما ذُكر سابقاً، فإن طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار تعتمد على اختيار قيمة مناسبة للثابت التناسبي لمنظم التيار K_{P-I}، وبالتالي لا بد من التمييز بين الحالات التالية:

- يبين الشكل (2-31) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند قيمة $K_{P-I} = 10$
- يبين الشكل (2-32) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند قيمة $K_{P-I} = 60$
- يبين الشكل (2-33) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند قيمة $K_{P-I} = 110$

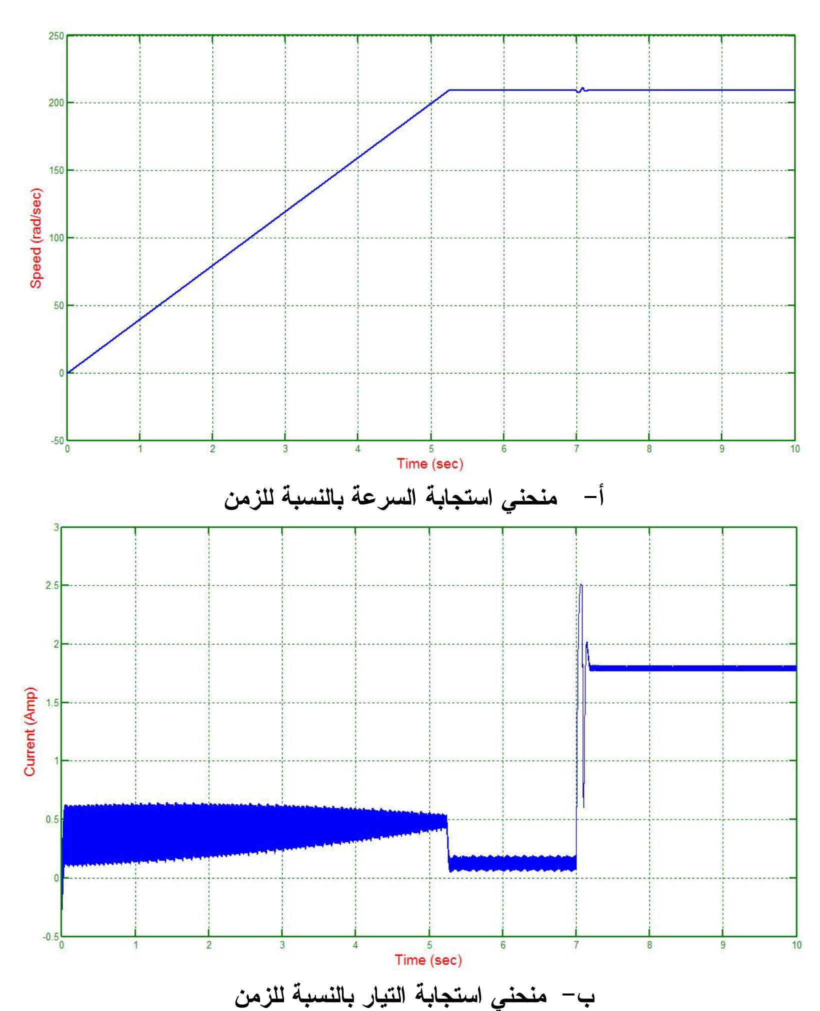
بمقارنة منحنيات الاستجابة السابقة مع بعضها البعض، وجد أن الاستجابة الأفضل تتحقق عند قيمة $K_{P-I} = 60$، ومن الجدير بالملاحظة أن نظام التحكم يميل إلى الاهتزاز مع ازدياد قيمة K_{P-I}.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

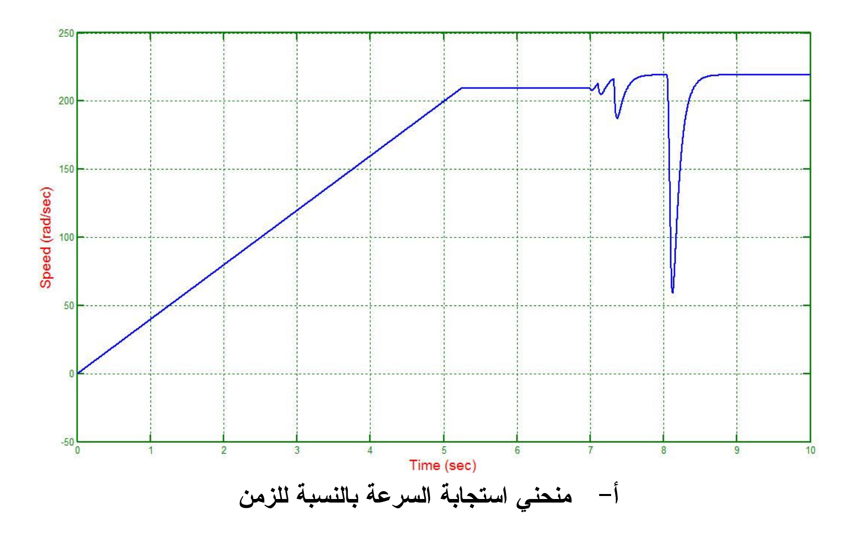
الشكل (2-31): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار وفق طريقة المعاملات الثابتة لمنظمات *PID* عند $K_{PI} = 10$



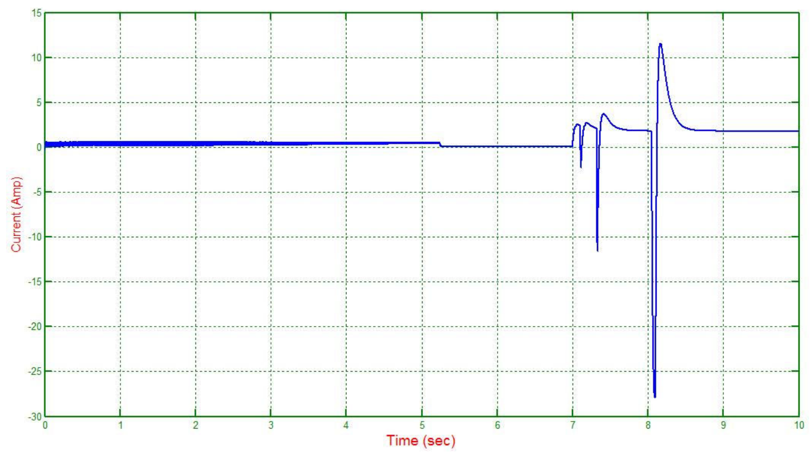
أ-   منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2-32): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة والتيار وفق طريقة المعاملات الثابتة لمنظمات *PID* عند K_{PI}=60



أ-   منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

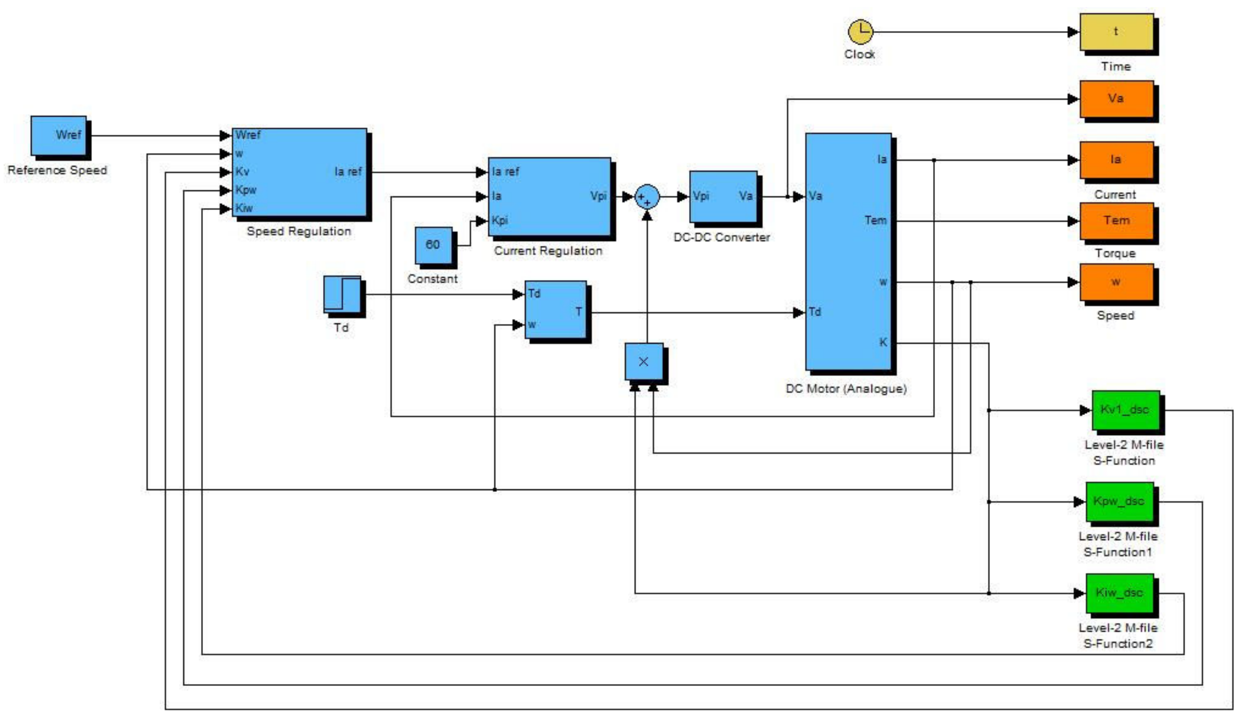


ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2-33): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار وفق طريقة المعاملات الثابتة لمنظمات *PID* عند $K_{PI} = 110$

ب- المعايرة الآنية لقيم معاملات منظمات *PID*

يبين الشكل (2-34) المخطط الصندوقي لدارة التحكم بتنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق مبدأ المعايرة الآنية. إن الهدف من استخدام عناصر *S-Function* في بيئة التصميم *MATLAB-SIMULINK* هو حساب قيم معاملات منظمات *PID* بشكل آني مع تغير قيمة *K*، يبين الشكل (2-35) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند قيمة $K_{P-I} = 60$.

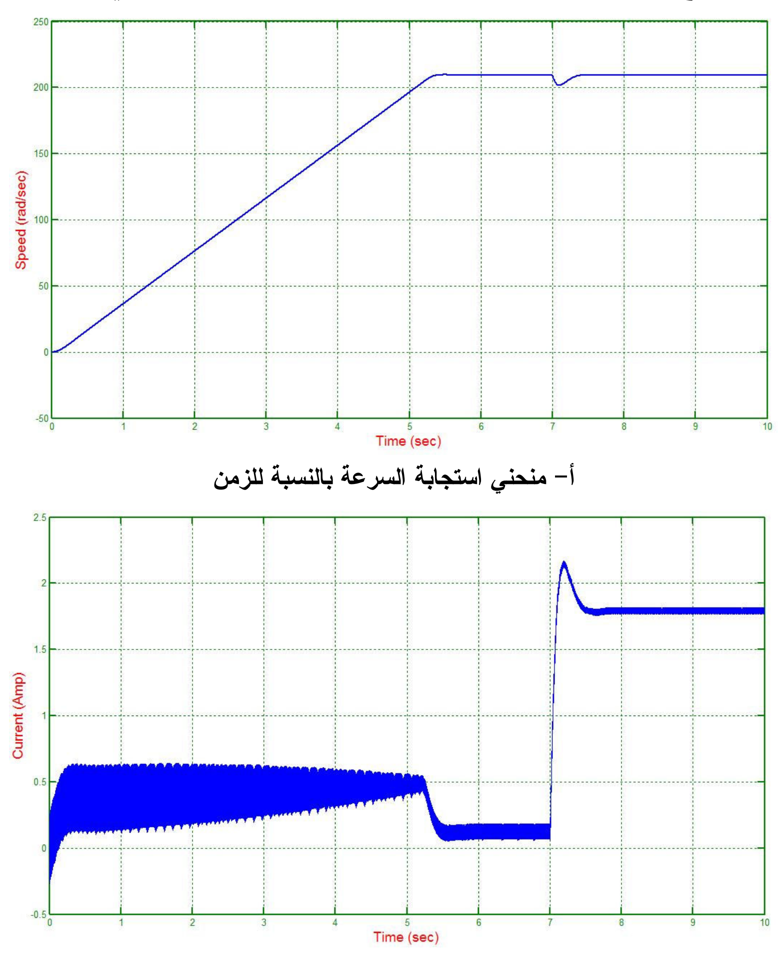


الشكل (2-34): المخطط الصندوقي لدارة التحكم بتنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق مبدأ المعايرة الآنية

بمقارنة منحنيات الاستجابة وفق الشكل (2-35) مع تلك المنحنيات الناتجة عن دارة التحكم بتنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند قيم ثابتة لمعاملات منظمات *PID* وعند قيمة $K_{P-I} = 60$ (الشكل (2-32))، يتضح أن التحسن الذي طرأ على استجابة السرعة وفق طريقة معاملات *PID* الثابتة كان على حساب الازدياد الكبير لتيار الحمولة المستجر عن التيار الاسمي عند لحظة تطبيق الحمل الكلي، كما أن عودة التيار إلى قيمته المرجعية

الاسمية بعد تطبيق الحمل الكامل يكون بشكل اهتزازي وفق طريقة المعاملات الثابتة، وهذا على خلاف طريقة المعايرة الآنية حيث يعود التيار بشكل أسي وناعم.

من ناحية أخرى، عند مقارنة منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار بين طريقة المعايرة الآنية عند قيمة $K_{P\text{-}I} = 60$ وطريقة المعايرة مع إهمال رد فعل المتحرض عند قيمة $K_{P\text{-}I} = 30$ يتبين أن التيار المستجر عند لحظة تطبيق الحمل الكلي وفق طريقة المعايرة الآنية يكون أقل من التيار المستجر حسب طريقة المعايرة مع إهمال رد فعل المتحرض، بالإضافة إلى الأثر الواضح للطبيعة الاهتزازية المتخامدة لكل من منحنيي السرعة والتيار وفق طريقة المعايرة مع إهمال رد فعل المتحرض لحظة تطبيق الحمل الكلي.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب-منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (2-35): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند تنظيم السرعة مع التيار وفق مبدأ المعايرة الآنية عند $K_{PI} = 60$

يُستنتج مما سبق أن طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وفق طريقة المعايرة الآنية لمعاملات منظمات *PID* هي الطريقة الأفضل بين الطرق المدروسة.

بنتيجة الدراسة السابقة نلاحظ ما يلي:

- طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار أنتجت منظومة تحكم جيدة، وقيم التيار كانت ضمن الحدود المسموح بها.
- من أجل شكل استجابة معين (قيمة مفروضة لـ ξ) يمكن اختيار سرعة الاستجابة للسرعة في طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار بينما تكون سرعة الاستجابة للسرعة ثابتة وفق طريقة

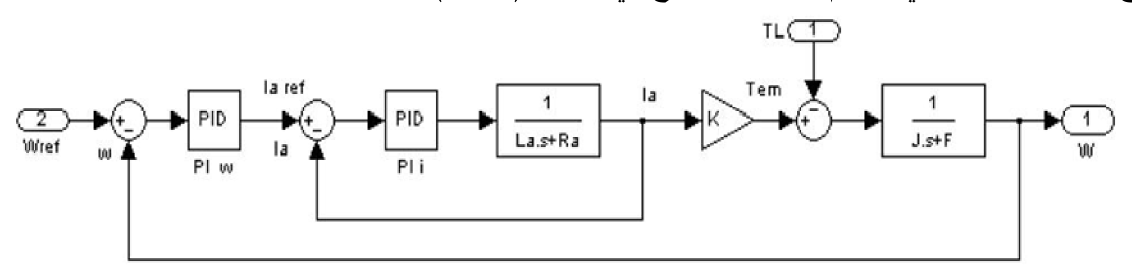
تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار.

8.2. دراسة تأثير بعض المعاملات على استجابة نظام التحكم

1.8.2. دراسة تأثير المنظم التناسبي K_V على استجابة النظام

أ- دراسة تأثير حذف المنظم التناسبي

عند حذف المنظم التناسبي الموجود في الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة وفق طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار يصبح المخطط الصندوقي للنظام كما هو موضح في الشكل (2–36).



الشكل (2–36): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند حذف المنظم التناسبي من الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة

يُعطى تابع انتقال الدارة المغلقة لحلقة تنظيم التيار وفق العلاقة:

$$\frac{I_a}{I_{a-ref}} = \frac{\frac{K_{P-I}}{L_a}}{S + \frac{K_{P-I}}{L_a}} \tag{2-59}$$

انطلاقاً من المخطط الصندوقي السابق يُكتب تابع انتقال الدارة المفتوحة لتنظيم السرعة وفق المعادلة:

$$G(S) = \frac{K_{P-\Omega}\left(S + \frac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}}\right)}{S} \cdot \frac{\frac{K_{P-I}}{L_a}}{S + \frac{K_{P-I}}{L_a}} \cdot \frac{\frac{K}{J}}{S + \frac{F}{J}} \tag{2-60}$$

يمكن اختصار صفر منظم السرعة مع قطب من أقطاب النظام وفق إحدى الفرضيتين التاليتين:

أولاً: بفرض أن $\frac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}} = \frac{K_{P-I}}{L_a}$ عندئذٍ تكتب معادلة تابع انتقال الدارة المفتوحة للنظام بالعلاقة:

$$G(S) = \frac{\frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{S\left(S + \frac{F}{J}\right)} \tag{2-61}$$

يُعطى تابع انتقال الحلقة المغلقة بالعلاقة التالية:

$$G(S) = \frac{\frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{S^2 + \frac{F}{J}S + \frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}} \tag{2-62}$$

وعلى فرض أن $\xi = 0.7$ نجد:

$$2.\xi.\omega_n = \frac{F}{J} \Rightarrow \omega_n = \frac{F}{1.4J} \qquad (2-63)$$

وبالتالي تُحسب قيم ثوابت المنظم التناسبي- التكاملي لحلقة تنظيم السرعة حسب العلاقات التالية:

$$K_{P-\Omega} = \frac{\omega_n^2.J.L_a}{K_{P-I}.K} \qquad (2-64)$$

$$K_{I-\Omega} = K_{P-\Omega}.\frac{K_{P-I}}{L_a} \qquad (2-65)$$

يُلاحظ عند حذف القطب ($S + \frac{K_{P-I}}{L_a}$) البعيد عن نقطة الصفر أن قيمة ω_n الناتجة صغيرة جداً لأنها تتعلق بقيمة $\frac{F}{J}$ والتي تملك قيمة صغيرة، وبالتالي فإن سرعة استجابة النظام ستكون منخفضة. بالمقابل لوحظ أن قيمة المعامل التناسبي $K_{P-\Omega}$ أيضاً صغيرة جداً (لأنها متعلقة كذلك بقيمة $\frac{F}{J}$) وبالتالي سيكون دوره مهملاً، حيث يعمل هذا المعامل على تسريع الوصول إلى الحالة المستقرة. أما بالنسبة لقيمة المعامل التكاملي $K_{I-\Omega}$ فهي أيضاً صغيرة جداً لأنها تتعلق بقيمة $K_{P-\Omega}$ مما يجعل سرعة عودة الإشارة إلى القيمة المرجعية بعد التحميل بطيئة جداً.

ثانياً: بفرض أن $\frac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}} = \frac{F}{J}$ عندئذٍ تُكتب معادلة تابع انتقال الدارة المفتوحة للنظام بالعلاقة:

$$G(S) = \frac{\frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{S\left(S + \frac{K_{P-I}}{L_a}\right)} \qquad (2-66)$$

أما تابع انتقال الحلقة المغلقة فيُعطى بالمعادلة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}}{S^2 + \frac{K_{P-I}}{L_a}.S + \frac{K_{P-\Omega}.K_{P-I}.K}{J.L_a}} \qquad (2-67)$$

وبفرض أن $\xi = 0.7$:

$$2.\xi.\omega_n = \frac{K_{P-I}}{L_a} \Rightarrow \omega_n = \frac{K_{P-I}}{1.4L_a} \qquad (2-68)$$

بالتالي تُحسب قيم ثوابت المنظم التناسبي- التكاملي لحلقة تنظيم السرعة حسب العلاقات التالية:

$$K_{P-\Omega} = \frac{\omega_n^2.J.L_a}{K_{P-I}.K} \qquad (2-69)$$

$$K_{I-\Omega} = K_{P-\Omega}.\frac{F}{J} \qquad (2-70)$$

مما سبق يُلاحظ أنه عند حذف القطب القريب من نقطة الصفر ($S+\frac{F}{J}$) أصبحت قيمة ω_n الناتجة كبيرة نسبياً لأنها تتعلق بقيمة $\frac{K_{P-I}}{L_a}$ (حيث أن قيمة K_{P-I} هي قيمة مفروضة) وهذا بدوره يؤمن سرعة استجابة كبيرة نسبياً، بالمقابل ازدادت قيمة $K_{P-\Omega}$ مقارنة مع الحالة السابقة ودورها لم يعد مهملاً، أما قيمة $K_{I-\Omega}$ فقد زادت أيضاً ولكنها لا تزال صغيرة لأنها تتعلق بقيمة $\frac{F}{J}$ مما يجعل سرعة عودة الإشارة إلى القيمة المرجعية بعد التحميل بطيئة.

ب- دراسة تأثير إبقاء المنظم التناسبي في النظام

لوحظ عند إضافة المنظم التناسبي K_V أن قيمة ω_n الناتجة تزداد بزيادة K_{P-I} (المعادلة (2−51))، ولكن الزيادة هنا تتم بنسبة أقل من الحالة السابقة (المعادلة (2−68))، إلا أن النظام لا يزال قادراً على تأمين سرعة استجابة عالية. بالمقابل لوحظ أيضاً أن قيمة $K_{I\text{-}\Omega}$ عند إضافة المنظم التناسبي (المعادلة (2−58)) أصبحت أكبر بكثير من قيمتها عند حذفه (المعادلة (2−70)) مما يؤدي إلى زيادة كبيرة في سرعة عودة الإشارة إلى القيمة المرجعية وبالتالي سرعة عالية في تصحيح الخطأ، أي أن استجابة النظام أصبحت أفضل بعد إضافة المنظم التناسبي.

بمقارنة النتائج السابقة يُلاحظ أن دور K_V هو تقريب القطبين الحقيقيين $\left(S+\frac{F}{J}\right)$، $\left(S+\frac{K_{P-I}}{L_a}\right)$ من بعضهما البعض مما يؤدي إلى الحصول على قيم جيدة لكل من (ω_n، $K_{I\text{-}\Omega}$) وبالتالي زيادة استقرار النظام.

2.8.2. تأثير القوة المحركة الكهربائية العكسية (E_a) على استجابة النظام

لاحظنا في دراستنا السابقة أنه عند عدم وجود المنظم التناسبي K_V وحذف القطب القريب من نقطة الصفر $\left(S+\frac{F}{J}\right)$، أن شكل الاستجابة الناتج لا يطابق شكل الاستجابة المطلوب في حالة ($\xi = 0.7$)، وقد تبين أن هذا الاختلاف يعود إلى أنه عند دراسة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار لم يؤخذ بعين الاعتبار تعويض قيمة E_a والتي تعطى وفق العلاقة (1−25). إن قيمة E_a تزداد بازدياد Ω وبالتالي فإن لها قيمة متزايدة بسرعة في الحالة العابرة، وعند تعويض قيمة E_a لوحظ تحسن واضح في شكل الاستجابة واقترابها من الشكل المطلوب.

أما عند حذف القطب البعيد $\left(S+\frac{K_{P-I}}{L_a}\right)$ فإن المشكلة السابقة المتعلقة بشكل الاستجابة لم تظهر بشكل واضح وذلك بسبب البطء الشديد في استجابة النظام.

<u>بعض الملاحظات الهامة المتعلقة بطريقة منظمات *PID*</u>

- إن دور المنظم التناسبي K_V هو تغيير مواقع أقطاب النظام دون أن يؤدي إضافته إلى تغيير مرتبة النظام.
- هناك سببان رئيسيان لإضافة المنظم PI هما:

✧ إلغاء الخطأ الستاتيكي للنظام والناتج عن وجود قيمة للربح في تابع الانتقال عند الحالة المستقرة (S=0) لا تساوي الواحد.

✧ اختزال أحد قطبي النظام مع الصفر الناتج عن المنظم PI وبالتالي الحفاظ على مرتبة النظام.

- عند استخدام المنظم التكاملي I لوحده بدلاً من المنظم PI فإنه يقوم بإلغاء الخطأ الستاتيكي في الحالة المستقرة ولكنه يغير مرتبة النظام.

مثال: ليكن لدينا تابع انتقال الدارة المفتوحة لجملة التحكم (محرك DC – منظم P):

$$\frac{\Omega}{\Omega_i}=\frac{\frac{K_V.K}{J.L_a}}{S^2+\frac{JR_a+FL_a}{JL_a}.S+\frac{R_a.F+K^2+K_V.K}{J.L_a}} \tag{2-71}$$

يُعطى تابع انتقال المنظم التكاملي I بالعلاقة:

$$I=\frac{K_I}{S} \tag{2-72}$$

وبالتالي يصبح تابع انتقال الدارة المفتوحة للجملة (محرك DC – منظم P – منظم I) كما هو مبين بالعلاقة:

$$G(S)=\frac{K_I}{S}.\frac{\frac{K_V.K}{J.L_a}}{S^2+\frac{JR_a+FL_a}{JL_a}.S+\frac{R_a.F+K^2+K_V.K}{J.L_a}} \tag{2-73}$$

أما تابع انتقال الدارة المغلقة لهذه الجملة فيُعطى وفق العلاقة التالية:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\frac{K_I.K_V.K}{J.L_a}}{S.\left(S^2+\frac{JR_a+FL_a}{JL_a}.S+\frac{R_a.F+K^2+K_V.K}{J.L_a}\right)+\frac{K_I.K_V.K}{J.L_a}} \tag{2-74}$$

في الحالة المستقرة ($S = 0$):

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=1 \quad \Rightarrow \quad k=1 \tag{2-75}$$

يتضح مما سبق أن المنظم التكاملي قد قام بإلغاء الخطأ الستاتيكي ولكن مرتبة النظام تغيرت إلى المرتبة الثالثة.

9.2. النمذجة الرقمية لنظام التحكم المدروس

تهدف النمذجة الرقمية إلى تمثيل منظومة التحكم وفق نظام إشارات متقطعة بدلاً من النظام المستمر، وهذا بدوره يقود إلى إمكانية برمجة هذه المنظومة ضمن إحدى المتحكمات الصغرية أو معالجات الإشارة الرقمية.

إن المعادلات التي تمثل محرك التيار المستمر ومنظومة التحكم بسرعته هي معادلات تفاضلية ذات مداخل ومخارج تشابهية، وحتى يكون من الممكن تمثيل النظام رقمياً فإنه لا بد من إيجاد طريقة لتحويل المعادلات التفاضلية إلى معادلات فرقيّة. تُستخدم عادة الطرق الرياضية العدديّة بدلاً من الطرق التحليلية في إيجاد حلول المعادلات التفاضلية المعبرة عن نظم التحكم التطبيقيّة وذلك من خلال تمثيل هذه المعادلات في مجال الزمن المتقطع، و فيما يلي بعض أهم الطرق العدديّة المستخدمة في حل المعادلات التفاضلية [7]:

1- طريقة *Euler*

2- طريقة *Runge – Kutta*

3- طريقة معادلات *Bessel*

1.9.2. تحويل نظام التحكم من مجال الزمن المستمر إلى مجال الزمن المتقطع

هناك طرق عديدة يعتمدها برنامج *MATLAB* لحل المعادلات التفاضلية، لعل من أبسطها طريقة أويلر (*Euler*).

- **طريقة أويلر العكسية**

لشرح طريقة أويلر العكسية سنفرض أن لدينا نظام ذو تابع انتقال من المرتبة الأولى [8]:

$$\frac{y}{x} = \frac{G}{\tau \cdot S + 1} \quad (2\text{-}76)$$

حيث:

y: إشارة خرج النظام.

x: إشارة دخل النظام.

G: ربح النظام.

τ: زمن وصول استجابة الخرج إلى 63.2% من الحالة المستقرة.

يتم حساب الميل m وفق هذه الطريقة بأخذ العينة السابقة (y_{k-1}) والعينة الحالية (y_k)، حسب العلاقة:

$$m = \frac{y_k - y_{k-1}}{T} = \frac{dy}{dx} \quad (2\text{-}77)$$

حيث T هو زمن أخذ العينات. من تابع الانتقال السابق وبضرب الطرفين بالوسطين نجد:

$$\tau \cdot S \cdot y + y = Gx \quad (2\text{-}78)$$

وبما أن معامل لابلاس $S = \frac{d}{dt}$، عندئذٍ تكتب معادلة الميل بالعلاقة:

$$S \cdot y = \frac{y_k - y_{k-1}}{T} \quad (2\text{-}79)$$

بالتعويض نجد أن:

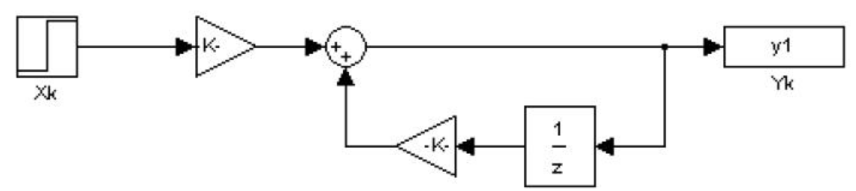
$$\tau.\frac{y_k - y_{k-1}}{T} + y_k = Gx_k \quad (2\text{-}80)$$

$$\Rightarrow \quad \left(\frac{\tau + T}{T}\right).y_k = \left(\frac{\tau}{T}\right).y_{k-1} + Gx_k \quad (2\text{-}81)$$

إن إشارة خرج النظام في مجال الزمن المتقطع تُعطى بالعلاقة التالية:

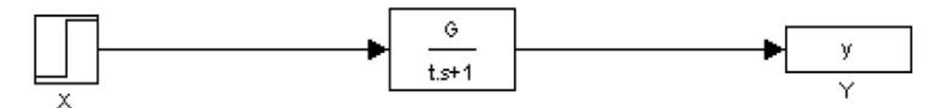
$$\boxed{y_k = \left(\frac{\tau}{\tau + T}\right).y_{k-1} + \left(\frac{T}{\tau + T}\right).Gx_k} \quad (2\text{-}82)$$

يمكن تمثيل المعادلة السابقة بالمخطط الصندوقي المبيّن بالشكل (2-37) والذي يعبر عن تابع الانتقال في مجال الزمن المتقطع.



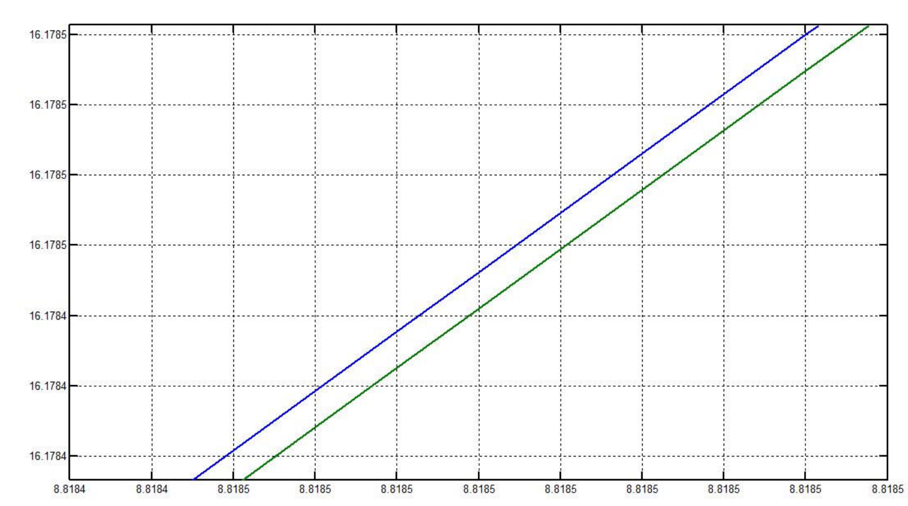
الشكل (2−37): المخطط الصندوقي الممثل لتابع انتقال من المرتبة الأولى وفق طريقة أويلر العكسية

بينما يبين الشكل (2−38) المخطط الصندوقي لتابع الانتقال في مجال الزمن المستمر.



الشكل (2−38): المخطط الصندوقي لتابع انتقال من الدرجة الأولى ممثلاً في مجال الزمن المستمر

بتمثيل كلا المخططين السابقين وفق بيئة *MATLAB-SIMULINK*، ورسم منحني الاستجابة لكل منهما، نجد أن المنحنيين غير متطابقين (شكل (2−39))، مما يشير إلى أن بيئة *MATLAB* لا تعمل حسب طريقة أويلـــر العكسية.



الشكل (2−39): مقارنة منحنيي الاستجابة الزمنية بين مجال الزمن المتقطع (طريقة أويلر العكسية) ومجال الزمن المستمر

- **طريقة أويلر الأماميّة**

يتم حساب الميل في هذه الطريقة بأخذ العينة الحالية (y_k) والعينة التالية (y_{k+1})، كما هو موضح بالعلاقة [8]:

$$m = \frac{y_{k+1} - y_k}{T} = \frac{dy}{dx} \qquad (2\text{-}83)$$

بتعويض العلاقة $S.y = \frac{y_{k+1} - y_k}{T}$ بقيمتها في علاقة تابع الانتقال من المرتبة الأولى نجد ما يلي:

$$\tau . \frac{y_{k+1} - y_k}{T} + y_k = Gx_k \qquad (2\text{-}84)$$

بأخذ y_k عامل مشترك ونقل هذا الحد إلى الطرف الثاني نجد:

$$y_{k+1}\left(\frac{\tau}{T}\right) = Gx_k - y_k\left(\frac{T-\tau}{T}\right) \qquad (2\text{-}85)$$

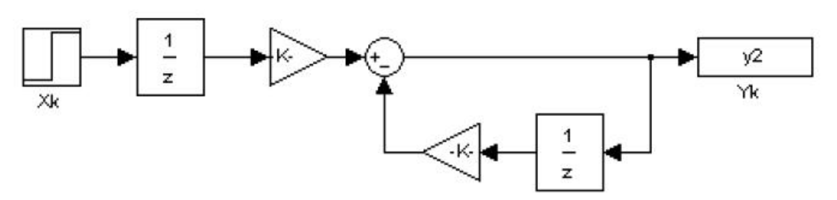
نضرب الطرفين بـــ $\left(\frac{T}{\tau}\right)$

$$y_{k+1} = \left(\frac{T}{\tau}\right) G x_k - \left(\frac{T-\tau}{\tau}\right) y_k \tag{2-86}$$

بأخذ العينة السابقة نحصل على العلاقة المعبرة عن طريقة أويلر الأماميّة:

$$\boxed{y_k = \left(\frac{T}{\tau}\right) G x_{k-1} - \left(\frac{T-\tau}{\tau}\right) y_{k-1}} \tag{2-87}$$

يمكن تمثيل المعادلة السابقة بالمخطط الصندوقي المبيّن بالشكل (2–40) والذي يعبر عن تابع الانتقال في مجال الزمن المتقطع.

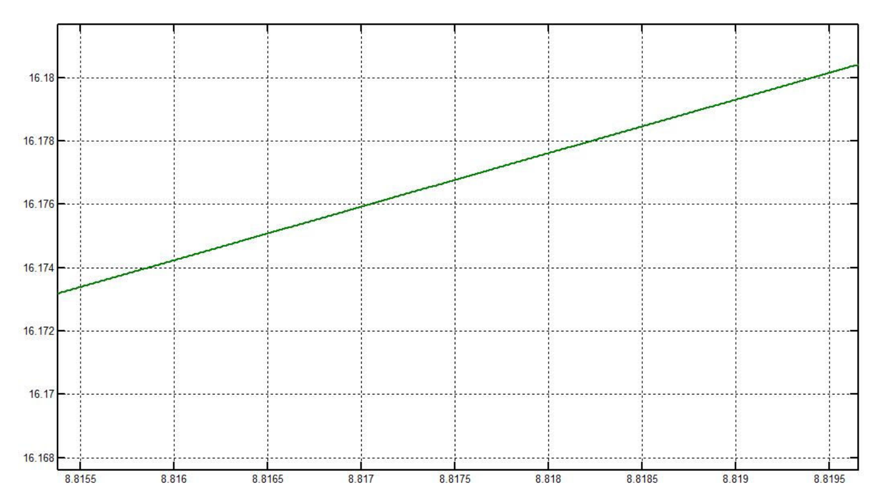


الشكل (2–40): المخطط الصندوقي الممثل لتابع انتقال من المرتبة الأولى وفق طريقة أويلر الأمامية

بينما يبين الشكل (2–38) المخطط الصندوقي لتابع الانتقال في مجال الزمن المستمر.

بتمثيل كلا المخططين السابقين وفق بيئة *MATLAB-SIMULINK*، ورسم منحني الاستجابة لكل منهما، ومن ثم مقارنة المنحنيين مع بعضهما البعض نجد أنهما متطابقين تماماً (الشكل (2–41))، مما يشير إلى أن بيئة *MATLAB-SIMULINK* تعمل وفق طريقة أويلر الأماميّة.

والجدير بالذكر أنه يمكن استخدام أي من الطريقتين السابقتين في عملية تحويل المعادلات التفاضلية من مجال الزمن المستمر إلى مجال الزمن المتقطع.

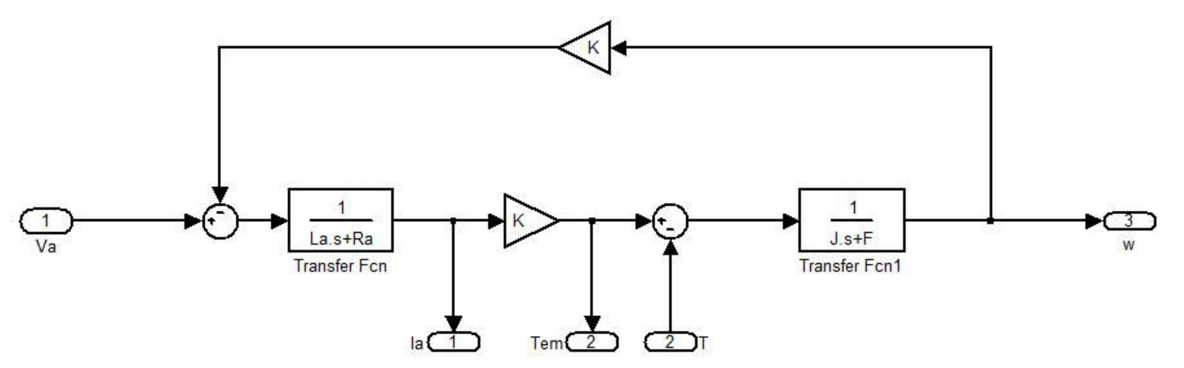


الشكل (2–41): مقارنة منحنيي الاستجابة الزمنية بين مجال الزمن المتقطع (طريقة أويلر الأمامية) ومجال الزمن المستمر

2.9.2. تحويل نظام التحكم المستمر المدروس إلى النظام الرقمي

أ – تحويل معادلات المحرك

يبين الشكل (2–42) المخطط الصندوقي لمحرك التيار المستمر. يتألف المخطط الصندوقي للمحرك المدروس من تابعي انتقال من المرتبة الأولى، ولتحويل هذين التابعين إلى الشكل المتقطع تم الاعتماد على طريقة أويلر الأمامية.



الشكل (2–42): المخطط الصندوقي لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل

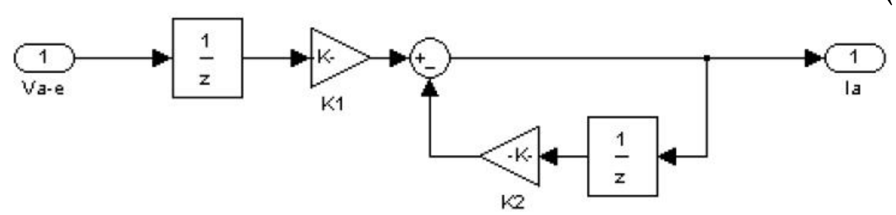
يُكتب تابع الانتقال الأول وفق العلاقة التالية:

$$\frac{I_a}{V_a - E} = \frac{\frac{1}{R_a}}{\frac{L_a}{R_a}.S + 1} \qquad (2\text{-}88)$$

بمقارنة تابع الانتقال السابق مع الشكل العام لتابع الانتقال من المرتبة الأولى والتعويض في الصيغة الرياضية لمعادلة أويلر الأمامية (المعادلة (2–87)) نجد ما يلي:

$$I_a = \left(\frac{T}{L_a}\right)\left(V_a - E\right)_{k-1} - \left(\frac{TR_a - L_a}{L_a}\right) I_{a\ \ k-1} \qquad (2\text{-}89)$$

يمكن رسم المخطط الصندوقي لتابع الانتقال المكافئ للمعادلة (2–89) في مجال الزمن المتقطع كما هو موضح بالشكل (2–43):



الشكل (2–43): المخطط الصندوقي الممثل لتابع الانتقال المعطى بالعلاقة (2–88) وفق طريقة أويلر الأماميّة

حيث أن $K_2 = \left(\frac{TR_a - L_a}{L_a}\right)$ و $K_1 = \left(\frac{T}{L_a}\right)$

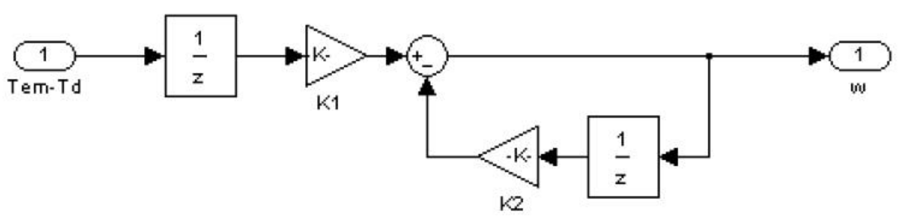
أما تابع الانتقال الثاني الممثل للجزء الميكانيكيّ فيعطى بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{T_{em} - T_d} = \frac{\frac{1}{F}}{\frac{J}{F}.S + 1} \qquad (2\text{-}90)$$

بمقارنة تابع الانتقال السابق مع الشكل العام لتابع الانتقال من المرتبة الأولى والتعويض في المعادلة (2–87) نجد أن:

$$\Omega_k = \left(\frac{T}{J}\right)\left(T_{em} - T_d\right)_{k-1} - \left(\frac{TF - J}{J}\right)\Omega_{k-1} \qquad (2\text{-}91)$$

وبالتالي يرسم المخطط الصندوقي الممثل للمعادلة (2–91) كما هو مبيّن في الشكل (2–44).



الشكل (2–44): المخطط الصندوقي الممثل لتابع الانتقال المعطى بالعلاقة (2–90) وفق طريقة أويلر الأماميّة

حيث أن $K_2 = \left(\frac{TF - J}{J}\right)$ و $K_1 = \left(\frac{T}{J}\right)$

ب – تحويل تابع انتقال المنظم التناسبي التكاملي PI

إن الشكل العام لتابع انتقال المنظم التناسبي–التكاملي يُعطى بالعلاقة:

$$\frac{y}{x} = K_p + \frac{K_i}{S} \qquad (2\text{-}92)$$

يمكن كتابة خرج هذا المنظم بالشكل التالي:

$$y = y_p + y_i \qquad (2\text{-}93)$$

حيث أن $y_p = K_p.x$ و $y_i = \frac{K_i}{S}.x$

إن خرج المنظم التناسبي في مجال الزمن المتقطع يُعطى بالعلاقة:

$$y_{pk} = K_p.x_k \qquad (2\text{-}94)$$

أما خرج المنظم التكاملي فيُعطى بالعلاقة التالية:

$$y_i = \frac{K_i}{S}.x \quad \Rightarrow \quad S \cdot y_i = K_i.x \qquad (2\text{-}95)$$

باستبدال $S.y_i$ في العلاقة السابقة بما يكافؤها وفق طريقة أويلر الأمامية نجد:

$$\frac{y_{i_{k+1}} - y_{i_k}}{T} = K_i x_k \qquad (2\text{-}96)$$

بالاصلاح:

$$y_{i_{k+1}} = y_{i_k} + \left(K_i T\right) x_k \qquad (2\text{-}97)$$

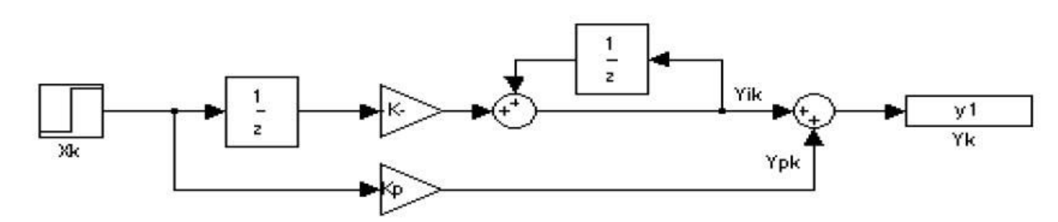
بأخذ العينة السابقة، عندئذٍ تكتب المعادلة المعبرة عن المنظم التكاملي في مجال الزمن المتقطع بالعلاقة:

$$y_{i_k} = y_{i_{k-1}} + \left(K_i T\right) x_{k-1} \qquad (2\text{-}98)$$

إن المعادلة المعبرة عن خرج المنظم PI في مجال الزمن المتقطع تُعطى بالمعادلة:

$$\boxed{y_k = K_p.x_k + y_{i_{k-1}} + \left(K_i T\right) x_{k-1}} \qquad (2\text{-}99)$$

يبين الشكل (2–45) المخطط الصندوقي المكافئ للمعادلة (2–99).



الشكل (2−45): المخطط الصندوقي لتابع الانتقال الممثل للمنظم التناسبي−التكاملي وفق طريقة أويلر الأماميّة

ج − تحويل تابع انتقال المنظم التناسبي

عند تحويل المنظم التناسبي K_V إلى الشكل المتقطع فإنه يكفي التعويض عنه بتابع ربح ($Gain$) قيمته K_V.

10.2. النظام الواحدي

إن النظام الواحدي هو نظام تتراوح قيم جميع بارامتراته بين الصفر والواحد أو تساويهما، حيث يتم نسب قيم هذه البارامترات إلى قيم مرجعية.

يفضل الباحثون التعامل مع النظام الواحدي للأسباب التالية:

- سهولة عملية تحليل متغيرات النظام ومراقبة أدائه، حيث أن المراقب ليس مضطراً لمعرفة المجالات الحقيقية لهذه المتغيرات لأن كل القيم تتراوح بين 0 و1 وبالتالي يستطيع تقييم عمل النظام وفقاً لذلك.
- ديناميكية أكبر في التعامل مع بارامترات النظام برمجياً، وهذا يعني إمكانية تعديل قيم البارامترات بنسب معينة دون أن الإضطرار لحساب القيم الحقيقية، فمثلاً إذا أريد تخفيض جهد المتحرض بنسبة 30% فإنه يكفي كتابة $V_a = 0.7$ بدلاً من إجراء العملية الحسابية التالية: $V_a = 220 * 0.7$. وبالتالي فإن النظام الواحدي يؤمن سهولة البرمجة.
- قد يتسبب تمثيل قيم الثوابت والمتحولات بشكلها الحقيقي بعدد محدد من الخانات في شريحة قابلة للبرمجة (مثل شريحة $FPGA$) إلى حدوث طفحان عند إجراء أي عملية ضرب [8].

1.10.2. تحويل المعادلات الممثلة لجملة التحكم المدروسة من النظام الرقمي إلى النظام الواحدي

أ − معادلات المحرك

إن المعادلات الرياضية الرقمية المعبرة عن محرك التيار المستمر تُعطى بالعلاقات التالية:

$$1- \quad I_{a_k} = \frac{T}{L_a}.(V_a - E)_{k-1} - \frac{TR_a - L_a}{L_a}.I_{a_{k-1}} \qquad (2\text{-}100)$$

$$2- \quad \Omega_k = \frac{T}{J}.(T_{em} - T_d)_{k-1} - \frac{TF - J}{J}.\Omega_{k-1} \qquad (2\text{-}101)$$

$$3- \quad T_{em} = K.I_{a_k} \qquad (2\text{-}102)$$

$$4- \quad E_k = K.\Omega_k \qquad (2\text{-}103)$$

فيما يلي سيتم تحويل كل معادلة من المعادلات السابقة على حدة إلى النظام الواحدي.

المعادلة الأولى

ننسب حدود المعادلة (2−100) إلى القيمة الاسمية (أو الأعظمية) للتيار على الشكل التالي:

$$\frac{I_{a_k}}{I_{a_{max}}}=\frac{T}{L_a.I_{a_{max}}}.(V_a-E)_{k-1}-\frac{TR_a-L_a}{L_a}.\frac{I_{a_{k-1}}}{I_{a_{max}}} \quad (2\text{-}104)$$

نضرب ونقسم الحد $\frac{T}{L_a.I_{a_{max}}}.(V_a-E)_{k-1}$ بالقيمة الأعظمية للجهد:

$$\frac{I_{a_k}}{I_{a_{max}}}=\frac{T.V_{a_{max}}}{L_a.I_{a_{max}}}.\frac{(V_a-E)_{k-1}}{V_{a_{max}}}-\frac{TR_a-L_a}{L_a}.\frac{I_{a_{k-1}}}{I_{a_{max}}} \quad (2\text{-}105)$$

يُعطى الشكل النهائي للمعادلة الأولى وفق النظام الواحدي بالعلاقة:

$$\boxed{I_{a_{u_k}}=\frac{T.V_{a_{max}}}{L_a.I_{a_{max}}}.(V_a-E)_{u_{k-1}}-\frac{TR_a-L_a}{L_a}.I_{a_{u_{k-1}}}} \quad (2\text{-}106)$$

حيث:

- $I_{a_{max}}$ القيمة الأعظمية لتيار المتحرض.
- $V_{a_{max}}$ القيمة الأعظمية لجهد المتحرض.
- $I_{a_u}=\frac{I_a}{I_{a_{max}}}$ القيمة الواحدية لتيار المتحرض.
- $V_{a_u}=\frac{V_a}{V_{a_{max}}}$ القيمة الواحدية لجهد المتحرض.
- $E_u=\frac{E}{V_{a_{max}}}$ القيمة الواحدية للقوة المحركة الكهربائية العكسية.

المعادلة الثانية

نقوم بنسب حدود المعادلة (2−101) إلى القيمة الاسمية (أو الأعظمية) للسرعة:

$$\frac{\Omega_k}{\Omega_{max}}=\frac{T}{J.\Omega_{max}}.(T_{em}-T_d)_{k-1}-\frac{TF-J}{J}.\frac{\Omega_{k-1}}{\Omega_{max}} \quad (2\text{-}107)$$

نضرب ونقسم الحد $\frac{T}{J.\Omega_{max}}.(T_{em}-T_d)_{k-1}$ بالقيمة الأعظمية للعزم:

$$\frac{\Omega_k}{\Omega_{max}}=\frac{T.T_{em\,max}}{J.\omega_{max}}.\frac{(T_{em}-T_d)_{k-1}}{T_{em\,max}}-\frac{TF-J}{J}.\frac{\Omega_{k-1}}{\Omega_{max}} \quad (2\text{-}108)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي للمعادلة الثانية الممثلة للمحرك وفق النظام الواحدي:

$$\boxed{\Omega_{u_k}=\frac{T.T_{em_{max}}}{J.\Omega_{max}}.(T_{em}-T_d)_{u_{k-1}}-\frac{TF-J}{J}.\Omega_{u_{k-1}}} \quad (2\text{-}109)$$

حيث:

- Ω_{max} القيمة الأعظمية لسرعة المحرك.
- $T_{em_{max}}$ القيمة الأعظمية للعزم الكهرومغناطيسي.
- $\Omega_u=\frac{\Omega}{\Omega_{max}}$ القيمة الواحدية لسرعة المحرك.

- $T_{em_u} = \frac{T_{em}}{T_{em_{max}}}$ القيمة الواحدية للعزم الكهرومغناطيسي.
- $T_{d_u} = \frac{T_d}{T_{em_{max}}}$ القيمة الواحدية لعزم الحمولة.

المعادلة الثالثة

نقوم بنسب حدود المعادلة (2−102) إلى القيمة الاسمية (أو الأعظمية) للعزم:

$$\frac{T_{em_k}}{T_{em_{max}}} = \frac{K}{T_{em_{max}}}.I_{a_k} \quad (2\text{-}110)$$

نضرب ونقسم الطرف الثاني للمعادلة بـــ $I_{a_{max}}$:

$$\frac{T_{em\,k}}{T_{em\,max}} = \frac{K.I_{a\,max}}{T_{em\,max}}.\frac{I_{a_k}}{I_{a\,max}} \quad (2\text{-}111)$$

يُعطى الشكل النهائي للمعادلة الثالثة للمحرك وفق النظام الواحدي بالعلاقة:

$$\boxed{T_{em\,u_k} = \frac{K.I_{a\,max}}{T_{em\,max}}.I_{a\,u_k}} \quad (2\text{-}112)$$

المعادلة الرابعة

نقوم بنسب حدود المعادلة (2−103) إلى القيمة الاسمية (أو الأعظمية) لجهد المتحرض:

$$\frac{E_k}{V_{a_{max}}} = \frac{K}{V_{a_{max}}}.\Omega_k \quad (2\text{-}113)$$

نضرب ونقسم الطرف الثاني للمعادلة بـــ Ω_{max}:

$$\frac{E_k}{V_{a_{max}}} = \frac{K.\Omega_{max}}{V_{a_{max}}}.\frac{\Omega_k}{\Omega_{max}} \quad (2\text{-}114)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي للمعادلة الرابعة وفق النظام الواحدي:

$$\boxed{E_{u_k} = \frac{K.\Omega_{max}}{V_{a_{max}}}.\Omega_{u_k}} \quad (2\text{-}115)$$

ب - المنظم *PI* والمنظم *P*

1. تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار

- **معادلة المنظم *PI***

تُعطى المعادلة الرقمية للمنظم PI بالعلاقة التالية:

$$y_k = K_p.x_k + y_{i_{k-1}} + K_i.T.\,x_{k-1} \quad (2\text{-}116)$$

نعوض عن قيم x ، y بما يكافؤها:

$$x = (\Omega_{ref} - \Omega) \quad , \quad y = \Omega_i \quad (2\text{-}117)$$

فنحصل على العلاقة التالية:

$$\Omega_{i_k} = K_p.(\Omega_{ref} - \Omega)_k + y_{i_{k-1}} + K_i.T.(\Omega_{ref} - \Omega)_{k-1} \quad (2\text{-}118)$$

نقسم طرفي المعادلة على Ω_{max}:

$$\frac{\Omega_{i_k}}{\Omega_{max}} = K_p.\frac{(\Omega_{ref}-\Omega)_k}{\Omega_{max}} + \frac{y_{i_{k-1}}}{\Omega_{max}} + K_i.T.\frac{(\Omega_{ref}-\Omega)_{k-1}}{\Omega_{max}} \qquad (2\text{-}119)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي لمعادلة المنظم PI:

$$\boxed{\Omega_{i_{uk}} = K_p.(\Omega_{ref}-\Omega)_{u_k} + y_{i_{u_{k-1}}} + K_i.T.(\Omega_{ref}-\Omega)_{u_{k-1}}} \qquad (2\text{-}120)$$

حيث:

Ω_{i_u} القيمة الواحدية لخرج المنظم PI للسرعة.

y_{i_u} القيمة الواحدية لخرج المنظم I.

Ω_{ref_u} القيمة الواحدية للسرعة المرجعية.

Ω_u القيمة الواحدية للسرعة.

- **معادلة المنظم P**

تُعطى المعادلة الرقمية للمنظم P حسب المعادلة التالية:

$$y_k = K_v.x_k \qquad (2\text{-}121)$$

نعوض قيم x ، y بما يكافؤها:

$$x = (\Omega_i - \Omega) \quad , \quad y = V_{pi} \qquad (2\text{-}122)$$

فنحصل على المعادلة التالية:

$$V_{pi_k} = K_v.(\Omega_i - \Omega)_k \qquad (2\text{-}123)$$

نقسم طرفي المعادلة على $V_{a_{max}}$:

$$\frac{V_{pi_k}}{V_{a_{max}}} = \frac{K_v}{V_{a_{max}}}.(\Omega_i - \Omega)_k \qquad (2\text{-}124)$$

نضرب ونقسم الطرف الثاني بـــ Ω_{max}:

$$\frac{V_{pi_k}}{V_{a_{max}}} = \frac{K_v.\Omega_{max}}{V_{a_{max}}}.\frac{(\Omega_i - \Omega)_k}{\Omega_{max}} \qquad (2\text{-}125)$$

يُعطى الشكل النهائي لمعادلة المنظم P بالعلاقة:

$$\boxed{V_{pi_{uk}} = \frac{K_v.\Omega_{max}}{V_{a_{max}}}.(\Omega_i - \Omega)_{u_k}} \qquad (2\text{-}126)$$

حيث V_{pi_u} القيمة الواحدية لجهد خرج المنظم PI.

2. تنظيم السرعة مع تنظيم التيار

كما وجدنا سابقاً أن نظام التحكم بتنظيم السرعة مع التيار يتكون من حلقات التنظيم التالية: منظم PI، منظم P للسرعة ومنظم PI للتيار.

- **معادلة منظم السرعة PI**

انطلاقاً من الشكل العام لمعادلة المنظم PI وفق الشكل الرقمي، نعوض قيم x , y بما يكافؤها:

$$x = \left(\Omega_{ref} - \Omega\right) \quad , \quad y = \Omega_i \qquad (2\text{-}127)$$

وبالتالي نحصل على المعادلة التالية:

$$\Omega_{i_k} = K_{p\Omega}.\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_k + y_{i_{k-1}} + K_{i\Omega}.T.\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_{k-1}$$

نقسم طرفي المعادلة على $\Omega_{\max}$:

$$\frac{\Omega_{pi_k}}{\Omega_{\max}} = K_{p\Omega}.\frac{\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_k}{\Omega_{\max}} + \frac{y_{i_{k-1}}}{\Omega_{\max}} + K_{i\Omega}.T.\frac{\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_{k-1}}{\Omega_{\max}} \qquad (2\text{-}128)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي للمعادلة:

$$\boxed{\Omega_{pi_{uk}} = K_{p\Omega}.\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_{u_k} + y_{i_{u_{k-1}}} + K_{i\Omega}.T.\left(\Omega_{ref} - \Omega\right)_{u_{k-1}}} \qquad (2\text{-}129)$$

- **معادلة المنظم P (منظم الحلقة الداخلية للسرعة)**

من الشكل العام لمعادلة المنظم P بالشكل الرقمي، نعوض قيم x , y :

$$x = \left(\Omega_i - \Omega\right) \quad , \quad y = I_{a_{ref}} \qquad (2\text{-}130)$$

فنحصل على المعادلة التالية:

$$I_{a_{ref_k}} = K_v.\left(\Omega_i - \Omega\right)_k \qquad (2\text{-}131)$$

نقسم طرفي المعادلة السابقة على $I_{a_{\max}}$:

$$\frac{I_{a_{ref_k}}}{I_{a_{\max}}} = \frac{K_v}{I_{a_{\max}}}.\left(\Omega_i - \Omega\right)_k \qquad (2\text{-}132)$$

نضرب ونقسم الطرف الثاني بــ $\Omega_{\max}$:

$$\frac{I_{a_{ref_k}}}{I_{a_{\max}}} = \frac{K_v.\Omega_{\max}}{I_{a_{\max}}}.\frac{\left(\Omega_i - \Omega\right)_k}{\Omega_{\max}} \qquad (2\text{-}133)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي للمعادلة:

$$\boxed{I_{a_{ref\,uk}} = \frac{K_v.\Omega_{\max}}{I_{a_{\max}}}.\left(\Omega_i - \Omega\right)_{u_k}} \qquad (2\text{-}134)$$

- **معادلة منظم التيار PI**

من الشكل العام لمعادلة المنظم PI بالشكل الرقمي نعوض قيم x ، y :

$$x = \left(I_{a_{ref}} - I_a\right) \quad , \quad y = V_{pi} \qquad (2\text{-}135)$$

وبالتالي نحصل على المعادلة التالية:

$$V_{pi_k} = K_{pi}.\left(I_{a_{ref}} - I_a\right)_k + y_{i_{k-1}} + K_{ii}.T.\left(I_{a_{ref}} - I_a\right)_{k-1} \qquad (2\text{-}136)$$

نقسم طرفي المعادلة على $V_{a_{\max}}$:

$$\frac{V_{pi_k}}{V_{a_{\max}}} = \frac{K_{pi}}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}} - I_a\right)_k + \frac{y_{i_{k-1}}}{V_{a_{\max}}} + \frac{K_{ii}.T}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}} - I_a\right)_{k-1} \qquad (2\text{-}137)$$

نضرب ونقسم الحدين $\frac{K_{pi}}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_k$ و $\frac{K_{ii}.T}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_{k-1}$ بالقيمة الأعظمية للتيار كما يلي:

$$\frac{V_{pi_k}}{V_{a_{\max}}}=\frac{K_{pi}.I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}}.\frac{\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_k}{I_{a_{\max}}}+\frac{y_{i_{k-1}}}{V_{a_{\max}}}+\frac{K_{ii}.T.I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}}.\frac{\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_{k-1}}{I_{a_{\max}}} \quad (2\text{-}138)$$

وبالتالي يصبح الشكل النهائي للمعادلة:

$$\boxed{V_{pi_{uk}}=\frac{K_{pi}.I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_{u_k}+y_{i_{u_{k-1}}}+\frac{K_{ii}.T.I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}}.\left(I_{a_{ref}}-I_a\right)_{u_{k-1}}} \quad (2\text{-}139)$$

تجدر الإشارة إلى أن منحنيات الإستجابة الزمنية الناتجة عن توصيف المعادلات الرياضية للمحرك والمنظمات ممثلةً بشكلها الرقمي وفي النظام الواحدي هي مطابقة تماماً للمنحنيات الناتجة عن تمثيل المحرك ونظام القيادة بالمعادلات في مجال الزمن المستمر، إلا أنه يمكن الآن باستخدام المعادلات الرقمية والممثلة في النظام الواحدي برمجة نظام القيادة ضمن أي شريحة رقمية.

11.2. خلاصة

تعتبر منظمات PID من أكثر المتحكمات استخداماً في أنظمة التغذية العكسية، وذلك نظراً لبساطتها، وسهولة تصميمها وأدائها المتوازن. تم التعرف خلال هذا الفصل على كيفية تصميم منظومتي تحكم بمحرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل هما:

أ- تنظيم سرعة محرك التيار المستمر بدون تنظيم تيار.

ب-تنظيم سرعة محرك التيار المستمر مع تنظيم التيار.

حيث تم بناء عدة نماذج تصميمية لكل من المنظومتين المذكورتين، ومن ثم قورنت منحنيات استجابة السرعة والتيار لكل منها بهدف اختيار المنظومة الأمثل، والنماذج التصميميّة المدروسة هي:

أ- تنطيم سرعة المحرك مع إهمال رد فعل المتحرض.

ب-تنظيم سرعة المحرك مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار، حيث ميزنا في النموذج الأخير بين الحالتين التاليتين:

1- حساب قيم معاملات منظمات PID عند قيمة محددة وثابتة لـ K.

2- المعايرة الآنية لقيم معاملات منظمات PID.

بعد إيجاد النموذج الأمثل لتصميم كلا المنظومتين، ونظراً لأن الهدف هو بناء منظومة التحكم ضمن شريحة الـ $FPGA$ (أي ضمن شريحة رقمية)، كان لا بد من تمثيل النموذج المختار رقمياً ومعبراً عنه في النظام الواحدي.

الفصل الثالث

تنظيم سرعة محرك التيار المستمر باستخدام خوارزمية التحكم الانزلاقي

Sliding Mode Control

1.3. مقدمة

يعتبر النمط الانزلاقي عبارة عن نظام عمل خاص بالأنظمة ذات البنية المتغيرة. بدايةً، تم دراسة هذا النوع من الأنظمة في الإتحاد السوفياتي السابق، بعد ذلك أجريت العديد من الأبحاث في مناطق مختلفة من العالم وذلك بهدف إكمال دراسة هذه النظرية ولبحث إمكانية استخدامها في تطبيقات عملية مختلفة.

بقي استخدام هذه النظرية محظوراً مدة طويلة بسبب الاهتزازات (التذبذبات) الناتجة عن ظاهرة الانزلاق. في الواقع، كان تردد التقطيع للعناصر الإلكترونية في ذلك الوقت محدوداً.

2.3. الأنظمة ذات البنية المتغيرة (*Variable Structure Systems*)

يمكن توضيح الفكرة الأساسية لنظرية الأنظمة ذات البنية المتغيرة بواسطة نظام من المرتبة الثانية كما يلي:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -x_1 + 2x_2 + v \end{aligned} \qquad (3\text{-}1)$$

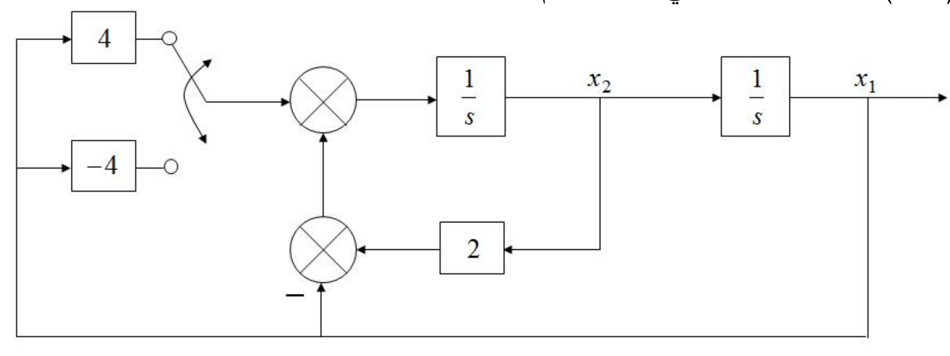
حيث:

$$\begin{aligned} v &= -4x_1 \quad si \quad s(x_1, x_2) > 0 \\ v &= 4x_1 \quad si \quad s(x_1, x_2) < 0 \end{aligned} \qquad (3\text{-}2)$$

و

$$s(x_1, x_2) = x_1(0.5x_1 + x_2) \qquad (3\text{-}3)$$

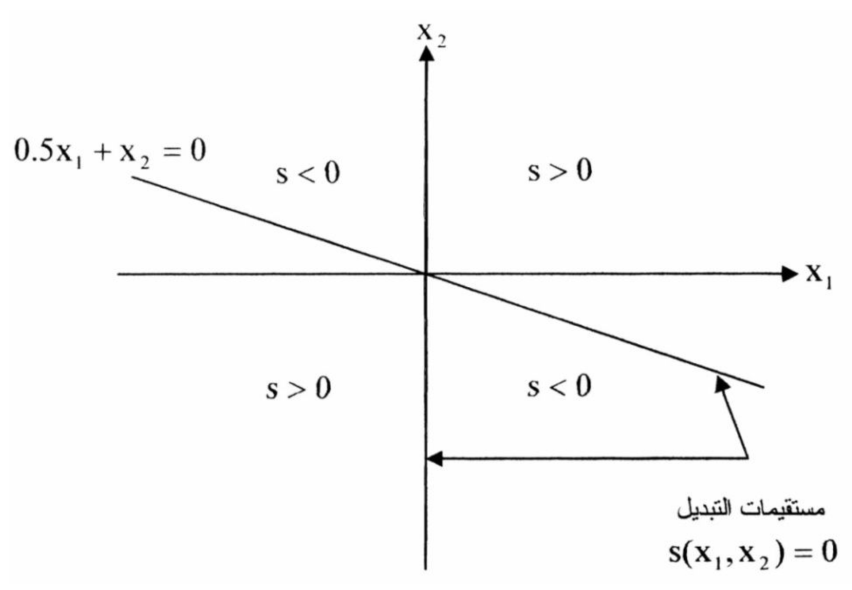
يبين الشكل (3−1) المخطط الصندوقي لهذا النظام:



الشكل (3−1): المخطط الصندوقي للمثال التوضيحي للأنظمة ذات البنية المتغيرة

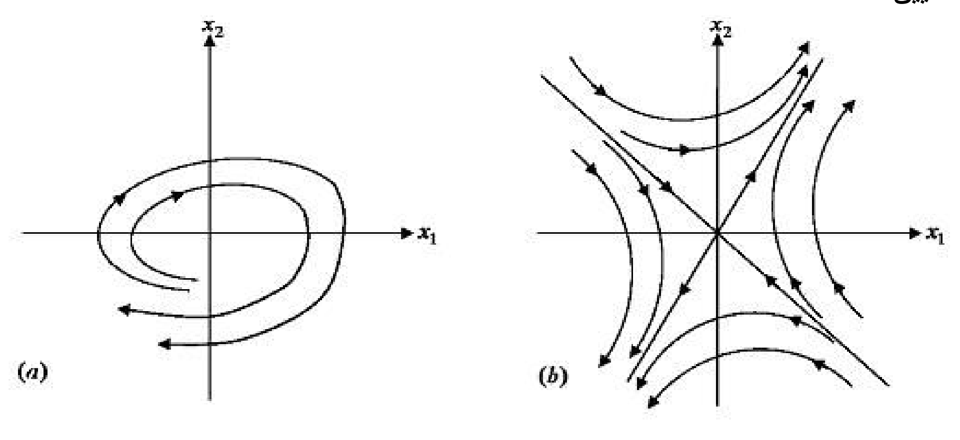
يصف تابع التبديل (3-3) مستقيمين $x_1=0$ و $0.5x_1+x_2=0$ يقسمان مستوي الطور (x_1,x_2) إلى عدة مناطق، حيث تكون إشارة تابع التبديل $s(x_1,x_2)$ في كل منطقة مختلفة عن المنطقة الأخرى كما هو موضح في الشكل (2−3).

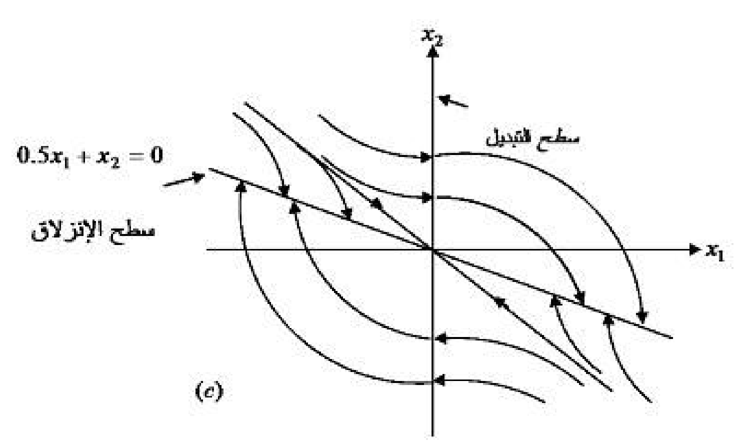
تمثل هذه المستقيمات مجموعة نقاط تعرف بسطح التبديل على الرغم من أن المستقيمين $x_1=0$ و $0.5x_1+x_2=0$ لا يمثلان سطحاً بالمفهوم الدقيق لمعنى الكلمة.



الشكل (3−2): المناطق المحددة بواسطة تابع التبديل $s(x_1, x_2)$

إن تبديل الدخل v للنظام (3−1) يتم حسب إشارة $s(x_1,x_2)$، وبالتالي يمكن تعريف النظام (3−1) تحليلياً بواسطة النموذجين التاليين:





الشكل (3−3): مسارات متحولات الحالة للمثال التوضيحي (3-1)

عندما يكون التابع $s(x_1, x_2) > 0$ فإن:

$$\dot{x}_1 = x_2$$
$$\dot{x}_2 = 2x_2 - 5x_1 \qquad (3\text{-}4)$$

أما عندما يكون التابع $s(x_1, x_2) < 0$ فإن:

$$\dot{x}_1 = x_2$$
$$\dot{x}_2 = 2x_2 + 3x_1 \qquad (3\text{-}5)$$

ملاحظة: إن النقطة (0,0) هي نقطة الاستقرار (نقطة التوازن لمتحول الحالة في النظام) الوحيدة لكل تابع فرعي.

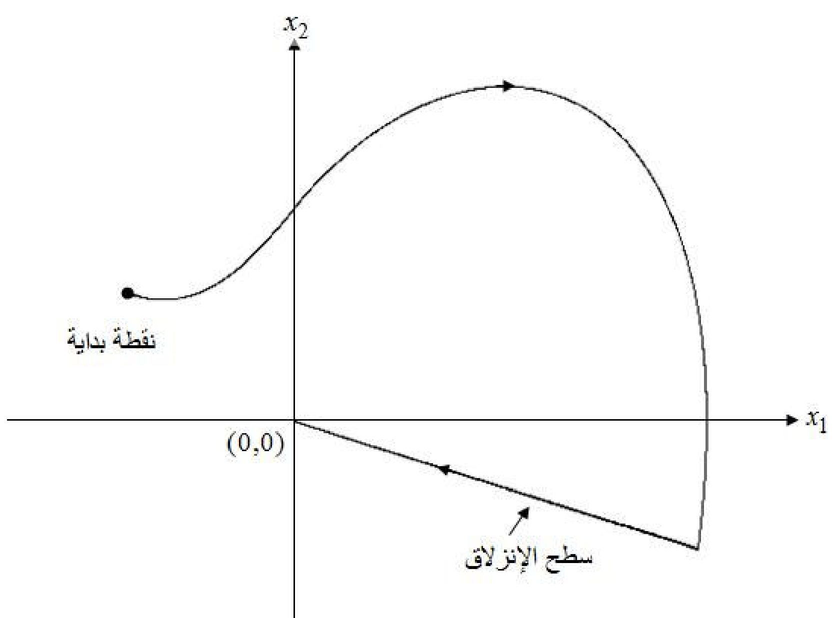
يوضح الشكل (3-3-a,b) مسارات مستوي الطور للأنظمة الفرعية (3−4) و(3−5). نلاحظ أن كل نظام فرعي على حدة يملك نقطة توازن (0,0) غير مستقرة.

للحصول على مستوي الطور الكامل يجب وصف مسار النظام (3−1) على النقاط $s(x_1,x_2)=0$. في الواقع، تلتقي على المستقيم $x_1=0$ مسارات الطور للأنظمة الفرعية (3−4) و(3−5) بشكل واضح ودون غموض، بينما يمثل المستقيم:

$$0.5x_1+x_2=0.5x_1+\dot{x}_1=0 \qquad (3\text{-}6)$$

معادلة تفاضلية من المرتبة الأولى.

يبين مستوي الطور الكامل الموضح في الشكل (3-3-c) بأنه لا يوجد حركة خاصة على المستقيم $x_1=0$، بالمقابل، نجد أن المستقيم (3−6) يحوي النقاط النهائية لمسارات الأنظمة الفرعية (3−4) و(3−5) القادمة من على يمين وعلى يسار المستقيم (3−6)، تشكل هذه النقاط مساراً خاصاً على السطح $0.5x_1+x_2=0$، هذا المسار يمثل الحركة المسماة بالنظام الانزلاقي، بالتالي يتكون مسار الطور للنظام (3−1) بشكل عام من مرحلتين أو نمطين:



الشكل (3−4): تمثيل النظام التوضيحي (3−1) من أجل نقطة بداية معطاة

- المرحلة الأولى عبارة عن نمط الجذب (نمط الوصول)، خلال هذه المرحلة يبدأ مسار الطور من نقطة ما ويتحرك باتجاه "السطح الانزلاقي" ويصله خلال زمن معين.
- اعتباراً من هذه اللحظة يبدأ النمط الثاني المسمى بالنمط الانزلاقي، خلال هذه المرحلة ينزلق مسار الطور باتجاه نقطة التوازن حسب المعادلة (3−6). إن نقطة التوازن للنظام (3−1) المتحكم به

بواسطة العلاقة (3−2) مستقرة على الرغم من أن النظامين الفرعيين (3−4) و(3−5) غير مستقرين. يبين الشكل (3−4) تمثيلاً للنظام (3−1) من أجل نقطة بداية معطاة.

انطلاقاً من المثال السابق يمكن ملاحظة العديد من خواص الأنظمة ذات البنية المتغيرة، نذكر منها [12]:

- تتصف نظرية الأنظمة ذات البنية المتغيرة والنمط الانزلاقي المرافق بأن طبيعة نظام التحكم يكون غير مستمر (متقطع) عند عبور "سطح التبديل".
- يتعلق نظام التحكم ذو البنية المتغيرة بشكل أساسي بإشارة تابع التبديل $s(x_1, x_2)$.
- باعتبار أن مركز مستوي الطور يمثل نقطة التوازن للنظام فإن النمط الانزلاقي يمثل السلوك الديناميكي للنظام، أي أن سطح الانزلاق (3−6) يمثل الاستجابة العابرة للنظام خلال مرحلة النمط الانزلاقي.
- إن مسار متحول الحالة للنظام خلال النمط الانزلاقي ينتمي إلى سطح ذي أبعاد أقل من أبعاد فراغ الحالة للنظام، وبالتالي تقل مرتبة المعادلة الممثلة للنظام خلال النمط الانزلاقي.
- يتم تحديد ديناميكية النظام خلال النمط الانزلاقي فقط من خلال اختيار قيم معاملات سطح الانزلاق.
- تشتمل الحالة العابرة للنظام على نمطين: نمط الجذب والنمط الانزلاقي.
- إن اتجاه مسار الطور من على يسار سطح الانزلاق يعاكس اتجاه الطور من على يمين سطح الانزلاق.
- تتأقلم نظرية النظام الانزلاقي بشكل تام مع الأنظمة التي يكون فيها التحكم متقطعاً (غير مستمر) كما هو الحال عليه في المبدلات الستاتيكية المكونة من قواطع إلكترونية.

ملاحظة 1: كل سطح انزلاق هو سطح تبديل، بالمقابل سطح التبديل ليس بالضرورة سطح انزلاق. في المثال السابق وجدنا أن المستقيم $x_1=0$ هو سطح تبديل والمستقيم $0.5x_1+x_2=0$ هو سطح انزلاق. في الواقع، إذا كانت كل نقطة من السطح s هي نقطة نهاية بحيث أنه من أجل كل نقطة من السطح s يوجد مسارات قادمة من على جانبي السطح عندئذٍ يمكن اعتبار سطح التبديل هو سطح انزلاق.

ملاحظة 2: إن عدد توابع التبديل الأعظمي التي يمكن تعريفها يساوي إلى عدد مداخل النظام المتحكم به.

ملاحظة 3: تحت شروط معينة يمكن اعتبار أن النمط الانزلاقي للأنظمة ذات البنية المتغيرة لا يتأثر بالاضطرابات وبتغيرات ثوابت النظام المتحكم به.

ملاحظة 4: يمكن تصميم نظام تحكم ذو بنية متغيرة بدون وجود نمط انزلاقي ومع ذلك مثل هذا النظام ليس له أي فائدة تذكر.

3.3. تمثيل الأنظمة ذات البنية المتغيرة:

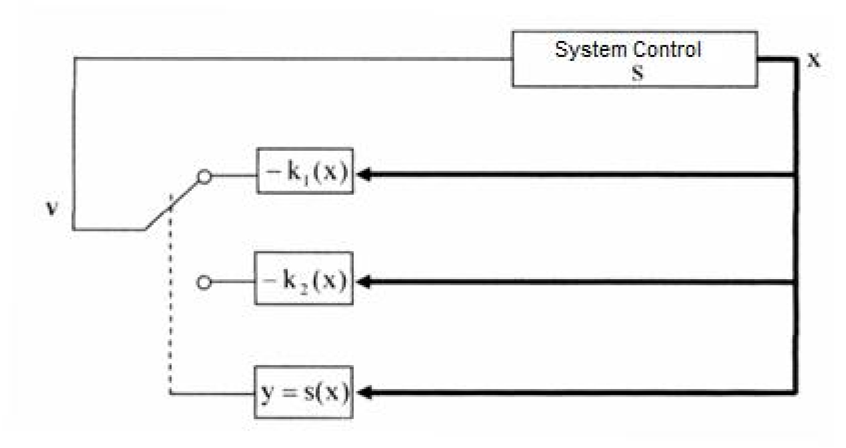
ليكن لدينا النظام s المراد التحكم به. يملك هذا النظام دخلاً v (مقدار التحكم) وخرجاً y (متحول الحالة أو المقدار المتحكم به). نستطيع في الواقع التمييز بين تركيبتين أساسيتين للأنظمة ذات البنية المتغيرة.

يوضح الشكل (3−5) بنية التركيبة الأولى التي تسمح بتغيير بناء النظام وذلك بالتبديل بين قيمتين مختلفتين للتغذية العكسية.

حسب إشارة التابع $s(x)$ يتم تبديل قيمة الدخل v كالتالي:

$$\text{When} \quad s(x) > 0 \quad \rightarrow \quad v = -k_1(x)$$
$$\text{When} \quad s(x) < 0 \quad \rightarrow \quad v = -k_2(x)$$

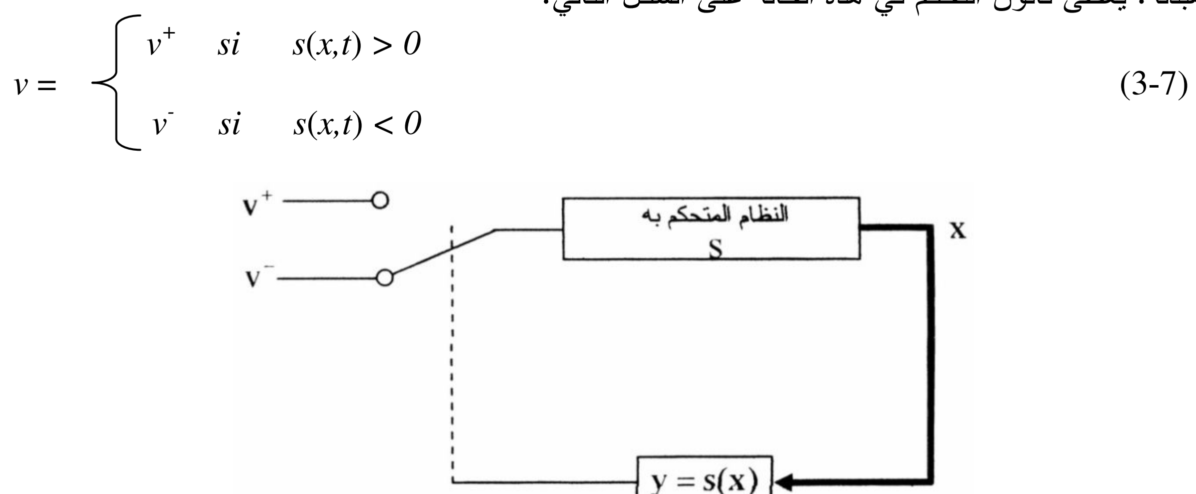
خلال النمط الانزلاقي يكون مسار خرج النظام على سطح الانزلاق، وبالتالي $s(x)=0$. المثال السابق يُظهر هذا النوع من الإعداد للأنظمة ذات البنية المتغيرة.



الشكل (3–5): بناء النظام ذو البنية المتغيرة بتغيير قيمة التغذية العكسية

تسمح البنية التركيبية الأخرى الموضحة في الشكل (3–6) بتغيير بناء النظام وذلك بتبديل حالة القواطع الإلكترونية كما هو الحال في المبدلات الستاتيكية [13]. هذه البنية تشبه من حيث المبدأ التحكم ذا المستويين مع وجود، في حالتنا هذه، قانون تبديل أكثر جودة. إن إشارة التابع $s(x)$ كافية لتحديد لحظة وصل وفصل قواطع المبدلة. يعطى قانون التحكم في هذه الحالة على الشكل التالي:

$$v = \begin{cases} v^{+} & si \quad s(x,t) > 0 \\ v^{-} & si \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \qquad (3\text{-}7)$$



الشكل (3–6): بناء النظام ذو البنية المتغيرة بتبديل وضعية القواطع وفقاً لإشارة تابع التبديل

عند الوصول إلى مرحلة النمط الانزلاقي ترتبط متحولات الحالة للنظام المتحكم به فيما بينها عن طريق العلاقة $s(x,t)=0$، عندئذٍ يكون مسار الحالة للنظام الخاضع لقانون التبديل (3–7) معرفاً في كل منطقة عدا سطح الانزلاق $s(x,t)=0$. تم اقتراح عدة طرق لوصف مسار النظام المتحكم به خلال مرحلة النمط الانزلاقي أي من أجل $s(x,t)=0$ [10].

ملاحظة: خلال النمط الانزلاقي يكون دخل المنظم $sign(s)$ المسؤول عن تشكيل التحكم المتقطع v مساوياً للصفر ($s=0$)، بينما يأخذ خرج المنظم قيمة محددة، بالتالي يؤمن عنصر التحكم ربحاً كبيراً مما يؤدي إلى القضاء على الاضطرابات الخارجية والداخلية المؤثرة على النظام.

4.3. التحكم المكافئ

إن فكرة التحكم المكافئ عبارة عن طريقة لوصف ديناميكية النظام على سطح الانزلاق.

ليكن لدينا النظام المراد التحكم به التالي:

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + B(x,t) \cdot V_i \qquad (3\text{-}8)$$

حيث: V_i عبارة عن شعاع الدخل ذو m عنصر.

$$V_i = \begin{cases} V_i^+ & si \quad s_i(x,t) > 0 \\ V_i^- & si \quad s_i(x,t) < 0 \end{cases} \qquad i=1,\dots\dots\dots,m \qquad (3\text{-}9)$$

x: عبارة عن شعاع الحالة للنظام ذو n عنصر.

$B(x,t)$: عبارة عن مصفوفة بأبعاد $n \times m$.

$s(x,t)$: عبارة عن تابع التبديل ذو البعد m و $s_i(x,t)=0$ عبارة عن سطح التبديل ذو الرقم i.

تتطلب المرحلة الأولى من هذه الطريقة إيجاد شعاع الدخل المكافئ V_{eq} الذي يضمن بقاء مسار الحالة للنظام المتحكم به على سطح الانزلاق المعرف. عند الحصول على شعاع الدخل المكافئ يمكن عندها وصف الحالة الديناميكية للنظام وذلك بتعويض V_{eq} في معادلة الحالة للنظام (3−8).

لحساب شعاع الدخل المكافئ (التحكم المكافئ) يجب الأخذ بعين الاعتبار الشروط التالية:

$$\begin{aligned} s(x,t) &= 0 \\ \dot{s}(x,t) &= 0 \end{aligned} \qquad (3\text{-}10)$$

الشرطان السابقان ضروريان للحفاظ على مسار الحالة للنظام على سطح الانزلاق. باشتقاق $s(x,t)$ بالنسبة للزمن نحصل على ما يلي:

$$\frac{ds(x,t)}{dt} = \left(\frac{\partial s}{\partial t}\right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = \left(\frac{\partial s}{\partial t}\right)^T (f(x,t) + B(x,t) \cdot V_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \qquad (3\text{-}11)$$

يمكن إيجاد التحكم المكافئ بحل المعادلة (3−11):

$$V_{eq} = -\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T B(x,t)\right]^{-1} \left\{\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right\} \qquad (3\text{-}12)$$

الشرط الأساسي لوجود النمط الانزلاقي هو:

$$\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T B(x,t)\right] \neq 0 \qquad (3\text{-}13)$$

وذلك لضمان وجود قيمة محددة لـــــ V_{eq}.

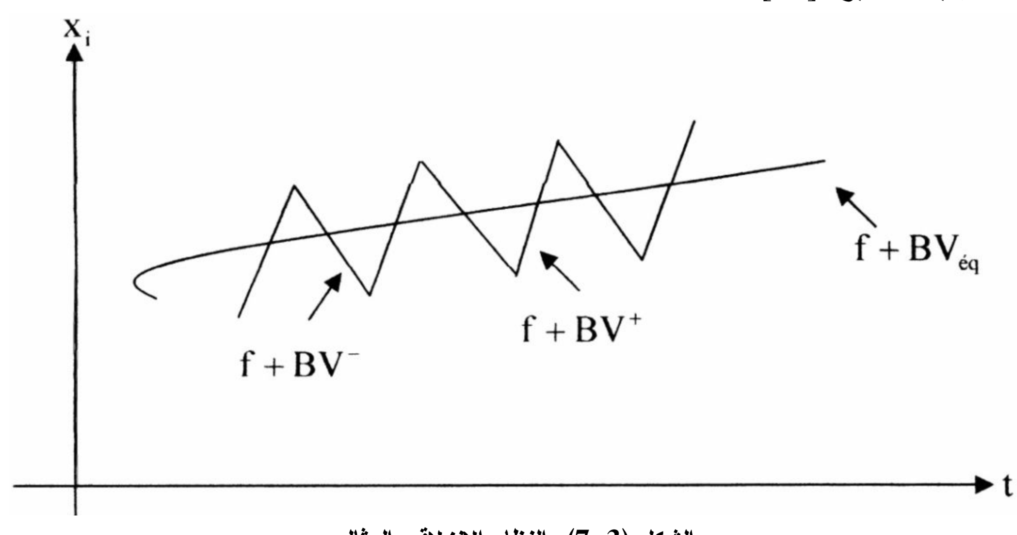
بالتعويض عن قيمة V_{eq} من العلاقة (3−12) في المعادلة (3−8) يتم الحصول على مسار الحالة خلال فترة النمط الانزلاقي.

$$\frac{dx}{dt}=\left\{1-B(x,t)\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T B(x,t)\right]^{-1}\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T\right\}f(x,t)-B(x,t)\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T B(x,t)\right]^{-1}\frac{\partial s}{\partial t} \quad (3\text{-}14)$$

تمثل المعادلة (3−14) الحالة الديناميكية للنظام المثالي على سطح الانزلاق $s(x,t)=0$ وتكون القيمة الوسطية لمسار الحالة للنظام (3−8) الخاضع للتحكم (3−9) كما هو واضح في الشكل (3−7).

يمكن تفسير التحكم المكافئ فيزيائياً على أنه تابع مستمر يمثل القيمة الوسطية الناتجة عن تبديل قيمة الدخل V بين V^+ و V^-، وبالتالي فإن التحكم المكافئ يمثل التحكم المتقطع بتحكم مستمر.

من المهم الإشارة إلى ضرورة اللجوء إلى طريقة تعديل عرض النبضة في حالة التحكم المستمر. في الواقع، إذا كانت قيمة تردد التقطيع كبيرة جداً عندها يمكن التعبير عن V_{eq} بواسطة النسبة الدورية (نسبة زمن الوصل على دور التقطيع)، وبالتالي يصبح ممكناً تحليل النسبة الدورية المتعلقة بتعديل عرض النبضة انطلاقاً من نظرية الأنظمة ذات البنية المتغيرة [12].



الشكل (3−7): النظام الانزلاقي المثالي

5.3. شروط الجذب

يسمى الشرط الأساسي والضروري الواجب تحقيقه ليتمكن متحول الحالة المتحكم به من الاتجاه والوصول إلى سطح الانزلاق بشرط الوصول أو شرط الجذب.

تحت هذا الشرط يدعى مسار متحول الحالة للنظام بنمط الانجذاب. تُعطى شروط الانجذاب المستخدمة غالباً كما يلي [10]:

$$\dot{s}_i<0 \qquad s_i>0$$
$$\dot{s}_i>0 \qquad s_i<0 \qquad i=1,......,m \qquad (3\text{-}15)$$

حيث تمثل m عدد مداخل النظام.

اعتباراً من شرط الانجذاب السابق ومن نموذج النظام الخاضع للتحكم (3−8) يمكن تحديد التحكم V الذي يضمن انجذاب مسار متحول الحالة باتجاه سطح الانزلاق وذلك بحل المعادلة التالية:

$$\frac{\partial s_i}{\partial x}\frac{dx}{dt}+\frac{\partial s_i}{\partial t}=\frac{\partial s_i}{\partial x}(f(x,t)+B(x,t)\cdot V)+\frac{\partial s_i}{\partial t}=0 \qquad if \qquad s_i=0$$

$$\frac{\partial s_i}{\partial x}\frac{dx}{dt}+\frac{\partial s_i}{\partial t}=\frac{\partial s_i}{\partial x}(f(x,t)+B(x,t)\cdot V)+\frac{\partial s_i}{\partial t}>0 \quad if \quad s_i<0 \tag{3-16}$$

$$\frac{\partial s_i}{\partial x}\frac{dx}{dt}+\frac{\partial s_i}{\partial t}=\frac{\partial s_i}{\partial x}(f(x,t)+B(x,t)\cdot V)+\frac{\partial s_i}{\partial t}<0 \quad if \quad s_i>0$$

من المعادلة (3−16) نجد أن شرط الانجذاب السابق صعب التطبيق على الأنظمة متعددة المداخل.

بالاعتماد على تابع ليابونوف التالي:

$$V(x,t)=0.5s^T s \tag{3−17}$$

يمكن الوصول إلى شرط الانجذاب العام [11]:

$$\frac{dV}{dt}=\frac{d}{dt}(0.5s^T s)<0 \quad if \quad s\neq 0 \tag{3-18}$$

أو

$$(s_1\dot{s}_1+s_2\dot{s}_2+.................+s_m\dot{s}_m)\langle 0 \tag{3-19}$$

اعتباراً من شرط الانجذاب السابق ومن نموذج النظام الخاضع للتحكم (3−8) يمكن تحديد التحكم V الذي يضمن انجذاب مسار متحول الحالة باتجاه سطح الانزلاق وذلك بحل المعادلة التالية:

$$\frac{dV}{dt}=\frac{d}{dt}(0.5s^T s)=s^T\dot{s}=s^T\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T(f(x,t)+B(x,t)\cdot V)+\frac{\partial s}{\partial t}<0 \tag{3-20}$$

إن التحكم V المستنتج من المعادلة السابقة يحقق معاً شرط الانجذاب ومعيار الاستقرار حسب ليابونوف.

بالنظر إلى المعادلتين (3−16) و(3−20) يتبين أن شرط الانجذاب المعتمد على العلاقة (3−15) يؤدي إلى أن جميع سطوح التبديل وتقاطعاتها هي سطوح انزلاق، بالمقابل نجد أن شرط الانجذاب المتعلق بالمعادلة (3−19) يؤدي إلى أن تقاطع جميع سطوح التبديل هو سطح الانزلاق.

6.3. طريقة قانون الجذب

تم سابقاً شرح طريقة التحكم المكافئ الناتجة عن الشرط (3−10)، وتم أيضاً استنتاج شرط الانجذاب الضروري لكي يتمكن متحول الحالة من الاتجاه إلى سطح الانزلاق. إن المعادلة (3−14) المعبرة عن القيمة الوسطية لمسار متحول الحالة على سطح الانزلاق لا تعطي أية فكرة عن السلوك الديناميكي للنظام خارج سطح الانزلاق، لذلك من أجل التحكم بديناميكية مسار متحول الحالة خلال نمط الانجذاب (من لحظة انطلاق مسار متحول الحالة من النقطة البدائية وحتى بداية النمط الانزلاقي) فإنه من الضروري اللجوء إلى قانون الجذب.

ليكن لدينا المعادلة التفاضلية التالية المعبرة عن مشتق تابع التبديل:

$$\dot{s}=-Q\,\mathrm{sgn}(s)-Kf(s) \tag{3-21}$$

حيث K وQ عبارة عن مصفوفتين قطريتين بعناصر موجبة.

$$\mathrm{sgn}(s)=[\mathrm{sgn}(s_1).......\mathrm{sgn}(s_m)]^T \tag{3-22}$$

$$f(s)=[f_1(s_1)......f_m(s_m)]^T \tag{3-23}$$

إن التابع السلمي f_i يحقق الشرط:

$$s_i f_i>0 \quad s_i\neq 0 \quad i=1,....,m \tag{3-24}$$

من أجل $f(s)$ معطاة، يمكن مكاملة المعادلة (3−21) للحصول على التابع $s(t)$ والذي يصف مساراً وحيداً، هذا

المسار يعطي معلومات مهمة عن نمط الانجذاب. على سبيل المثال، يمكن تحديد الزمن الذي يستغرقه متحـول الحالة للانتقال من نقطة البداية وحتى الوصول إلى سطح الانزلاق.

إن قانون الجذب (3−21) يحقق الشرطين التاليين (شرط عدم التغيّر وشرط الانجذاب):

$$\begin{array}{ll} s=0 & \dot{s}=0 \\ s>0 & \dot{s}<0 \\ s<0 & \dot{s}>0 \end{array} \qquad (3\text{-}25)$$

إن قانون الجذب يصف أيضاً الميزات الديناميكية للنظام خلال طور الجذب. من ناحية أخرى، يقدم هذا القانون وسيلة لتخفيض مطال الاهتزازات وذلك عن طريق الاختيار المناسب لقيم المصفوفتين K وQ التابعتين لقـانون الجذب [12].

في الواقع، إن قيم عناصر المصفوفتين K وQ تحدد قيم مختلفة لسرعة تابع التبديل s وتعطـي أيضـاً بنيـات متعددة لقانون الجذب نذكر منها ما يلي:

1. الجذب بسرعة ثابتة

$$\dot{s}_i=-q_i\,\mathrm{sgn}(s_i) \qquad (3\text{-}26)$$

يجبرهذا القانون مسار متحول الحالة على الوصول إلى سطح الانزلاق بسرعة ثابتة:

$$\left|\dot{s}_i\right|=-q_i \qquad (3\text{-}27)$$

يجب اختيار قيمة q_i بحيث يكون زمن الوصول إلى سطح الانزلاق قصيراً نسبياً بالإضافة إلى عـدم حصـول اهتزازت كبيرة حول النقطة المرجعية.

2. الجذب بسرعة ثابتة وبسرعة تناسبية

$$\dot{s}_i=-q\,\mathrm{sgn}(s_i)-k_i s_i \qquad (3\text{-}28)$$

بإضافة الحد $-k_is_i$ فإن مسار متحول الحالة يُجبرعلى الاقتراب من سطح الانزلاق بسرعة أكبر عندما تكون قيمة s_i كبيرة. كلما كانت قيمة k_i كبيرة كلما كان زمن البقاء في نمط الانجذاب قصيراً، بينما نجد أن اختيـار قيمـة صغيرة لـــ q_i يخفض من الاهتزازات حول النقطة المرجعيّة. يمكن حساب الزمن الذي يستغرقه مسار متحول الحالة ضمن نمط الجذب من العلاقة التالية:

$$t_i=\frac{1}{k_i}In\frac{k_i\left|s_i\right|+q_i}{q_i} \qquad (3\text{-}29)$$

3. الجذب بسرعة متغيرة:

$$\dot{s}_i=-k_i\left|s_i\right|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s_i) \qquad 0<\alpha<1 \qquad (3\text{-}30)$$

تمثل المعادلة السابقة البنية الثالثة التي يمكن أن يأخذها قانون الجذب. إن هذا القانون يؤمن سرعة عالية لمسار متحول الحالة عندما يكون بعيداً عن سطح الانزلاق وتقل هذه السرعة تدريجياً كلما تم الاقتـرب مـن سـطح الانزلاق. بمكاملة المعادلة (3−30) يمكن أن نحصل على زمن الجذب.

$$t_i=\frac{1}{(1-\alpha)k_i}(1-\alpha)s_{i0} \qquad (3\text{-}31)$$

حيث s_{i0} قيمة بدائية لـــــ s.

باستخدام هذا القانون يمكن الحصول في آنٍ واحد على زمن جذب محدد وسرعة قريبة من الصفر بالقرب من سطح الانزلاق، وبالتالي نستطيع التخلص إلى حدٍ كبير من الاهتزازات حول النقطة المرجعية.
ملاحظة: باستخدام أحد قوانين الجذب السابقة يمكن اعتبار أن نمط الجذب قليل التأثر بالاضطرابات الداخلية والخارجية وبتغيرات معاملات النظام.

7.3. قانون التحكم

يجب على قانون التحكم أن:

- يحقق شرط الجذب.
- يضمن انجذاب سريع نحو سطح الانزلاق مع تقليل التذبذب الناتج عن التحكم المتقطع.

باختيار معادلة قانون الجذب وبالأخذ بعين الاعتبار المعادلة (3−11) نحصل على ما يلي:

$$\dot{s}=\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T}(f(x,t)+B(x,t)V)+\frac{\partial s}{\partial t}=-Q\,\text{sgn}(s)-Ks \qquad (3\text{-}32)$$

يمكن استنتاج التحكم الكامل من المعادلة السابقة، بحيث يُعطى بالعلاقة:

$$\boxed{V=-\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T}B(x,t)\right]^{-1}\left\{\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T}f(x,t)+Q\text{sgn}(s)+K\cdot s+\frac{\partial s}{\partial t}\right\}} \qquad (3\text{-}33)$$

يتألف التحكم الكامل من قسمين:
القسم الأول ويمثل التحكم المكافئ والذي يعبر عن سلوك النظام على سطح الانزلاق.
أما القسم الثاني فيعبر عن سلوك النظام من اللحظة البدائية وحتى الوصول إلى نمط الانزلاق. يمكن التحكم بديناميكية هذه المرحلة عن طريق تغيير قيم الثوابت Q وK.
بتطبيق إشارة التحكم الممثلة بالمعادلة (3−33) تكون استجابة النظام من النقطة البدائية وحتى الوصول إلى نقطة الاستقرار مكونة من الأنماط الثلاثة التالية: نمط الانجذاب، نمط الانزلاق، وأخيراً نمط الحالة الدائمة. في الواقع، يمكن لنمط الحالة الدائمة أن يأخذ الأشكال التالية: خطأ ستاتيكي معدوم، خطأ ستاتيكي غير معدوم أو أيضاً تذبذبات حول نقطة التوازن [11].
تعطى علاقة التحكم الكامل والتي تأخذ بعين الاعتبار التحكمين المذكورين أعلاه كما يلي:

$$\boxed{V=V_{eq}+V_{att}} \qquad (3\text{−}34)$$

من الجدير بالذكر أن قانون التحكم (3−34) الناتج عن استخدام قانون الجذب يعمل بشكل ضمني على نقل مسار التحكم إلى نمط الانزلاق وذلك في كل مرة يصل فيها مسار الحالة إلى أي سطح تبديل $s_i=0$.
ملاحظة: يعتبر نظام التحكم الممثل بالعلاقة (3−34) تحكماً مستمراً مع أن العلاقة تحوي قسماً متقطعاً ممثلاً بالحد $Qsgn(s)$.

8.3. عدم التغير والقساوة لنظام التحكم

إذا كان نمط الانزلاق لنظام التحكم ذو البنية المتغيرة لا يتأثر بالاضطرابات الخارجية (حمل، تشويش، ...)، ولا بالاضطرابات الداخلية (تغير في قيم البارامترات، ارتباط بين المقادير المتحكم بها) يمكن اعتباره عندئذٍ

عديم التغير، في الواقع إن مفهوم عدم التغير أقوى من مفهوم القساوة.

بفرض أن لدينا نظام التحكم الممثل بالمعادلة التالية:

$$\frac{dx}{dt}=f(x,t)+B(x,t)V+h(x,t) \qquad (3\text{-}35)$$

حيث يمثل الشعاع $h(x,t)$ اضطرابات النظام.

$$h\in range\ \{B\} \qquad (3\text{-}36)$$

إذا كانت الاضطرابات تؤثر على شعاع التحكم V، عندئذٍ يوجد تحكم V_h بحيث أن $BV_h=-h$، وبالتالي يكون النظام عديم التأثر بالاضطرابات $h(x,t)$.

وجدنا سابقاً أن معادلة النمط الانزلاقي (3–14) لا تتعلق بمقدار التحكم، وبشكلٍ مشابه يمكن القول أن معادلة النمط الانزلاقي لا تتعلق بـــــ $h(x,t)$، نتيجة لذلك يكون الشرط (3–36) هو شرط عدم التغير من أجل الأنظمة ذات البنية المتغيرة. يجب الإشارة إلى أنه لا حاجة لقياس الاضطراب h في الأنظمة التي تملك خاصية عدم التغير، ولضمان وجود النظام الانزلاقي يتوجب زيادة قيمة h المخمنة.

ملاحظة: يجب التنبيه إلى أن نمط الوصول أو نمط الجذب لا يملك خاصية عدم التغير إلا إذا كان قانون التحكم مصمماً باستخدام أحد قوانين الجذب.

9.3. التذبذبات خلال النمط الانزلاقي ونمط الحالة الدائمة

إحدى فرضيات نظرية الأنظمة ذات البنية المتغيرة والأنظمة الانزلاقية المرافقة أن التبديل في قيمة التحكم يتم نظرياً عند تردد لا نهائي. عملياً، من المستحيل تبديل قيمة التحكم عند تردد لا نهائي وذلك يعود إلى الأسباب التالية:

- وجود تأخير في حساب خوارزمية التحكم.
- حدود الأنظمة الفيزيائية، على سبيل المثال إن تحريضية الملف لا تسمح بتبديل في قيمة التيار بسرعة استجابة لا نهائية (ثابت زمني يساوي الصفر).
- الضياعات في القواطع الإلكترونية.

من أجل هذه الأسباب يكون النمط الانزلاقي ونمط الحالة العابرة مصحوبين بتذبذبات غير مرغوب بها، تؤدي هذه التذبذبات إلى وجود خطأ ستاتيكي وإلى ضياعات ناتجة عن تسخين الدارات الكهربائية وأيضاً إلى أضرار في الأجزاء الميكانيكية المتحركة أو الدوارة. في نظام الحالة العابرة تظهر التذبذبات ذات الترددات العالية حول نقطة التوازن (نقطة الاستقرار) حيث يمكن أن تُشكل منبعاً لتهييج أجزاء في النظام لم تؤخذ بعين الاعتبار عند نمذجته.

تُعتبر هذه الظاهرة عائقاً ضد تطبيق التحكم ذو النمط الانزلاقي، مع ذلك، يمكن تجاوز هذه المشكلة باستخدام إحدى قوانين الجذب المذكورة سابقاً والتي تسمح بالتحكم معاً بأداء نمط الجذب وبمطال التذبذبات.

10.3. تنظيم سرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل باستخدام خوارزمية *SMC*

تعتبر خوارزمية التحكم الانزلاقي إحدى أهم طرق التحكم المستخدمة في أنظمة القيادة ذات الأداء العالي، حيث تمتاز بما يلي:

1- تؤمن استقرار جمل التحكم التي تعمل عند شروط تشغيل مختلفة.

2- استجابة ستاتيكية وديناميكية جيدة، بصرف النظر عن اضطرابات الدخل والخرج وتغيـر المعـاملات الداخلية للجملة المتحكم بها.

قبل البدء بدراسة تنظيم سرعة محرك التيار المستمر باستخدام خوارزمية التحكم الانزلاقي، تم توصيف المحرك المدروس من خلال متحولات الحالة التالية:

أ- الإزاحة الزاوية θ

ب- السرعة Ω

ت- العزم الكهرومغناطيسي T_{em}

للحصول على معادلات الحالة المعبرة عن المحرك المدروس ننطلق من جملة المعادلات الكهربائية والميكانيكية للمحرك المعطاة سابقاً بالعلاقات (1-23)-(1-28) [9].

تُعطى معادلة الحالة الأولى وفق العلاقة التالية:

$$\dot{\theta} = \Omega \tag{3-37}$$

لاستنتاج معادلة الحالة الثانية ننطلق من العلاقة (1-27)، وذلك بعد التعويض عن عزم الحمولة T_L:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - (T_d + F \cdot \Omega) \tag{3-38}$$

إن معادلة الحالة الثانية المعبرة عن السرعة تُعطى وفق العلاقة:

$$\dot{\Omega} = (T_{em} - T_d - F \cdot \Omega) / J \tag{3-39}$$

لاستنتاج معادلة متحول الحالة الممثلة للعزم الكهرومغناطيسي ننطلق من العلاقة (1-24) المعبرة عـن جهـد المتحرض، وبالاصلاح نحصل على علاقة مشتق تيار المتحرض التالية:

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{-1}{L_a} \cdot [R_a \cdot I_a + E - V_a] \tag{3-40}$$

نضرب طرفي العلاقة الأخيرة بـ K

$$K\frac{dI_a}{dt} = \frac{-K}{L_a} \cdot [R_a \cdot I_a + K \cdot \Omega - V_a] \tag{3-41}$$

$$\Rightarrow \quad \dot{T}_{em} = \frac{-K}{L_a} \cdot [R_a \cdot I_a + K \cdot \Omega - V_a] \tag{3-42}$$

إن معادلة الحالة الثالثة تُعطى وفق العلاقة التالية:

$$\dot{T}_{em} = \frac{-R_a}{L_a} \cdot T_{em} - \frac{K^2}{L_a} \cdot \Omega + \frac{K}{L_a} \cdot V_a \tag{3-43}$$

بشكلٍ مشابه لما تم استعراضه في الفصل السابق، تم تنظيم سرعة محرك التيار المستمر باستخدام خوارزميـة النمط الانزلاقي آخذين بعين الاعتبار الحالتين التاليتين:

- تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار.
- تنظيم السرعة مع تنظيم التيار.

روعي في كلا الحالتين السابقتين تطبيق خوارزمية النمط الانزلاقي وفق الطريقتين الآتيتين:

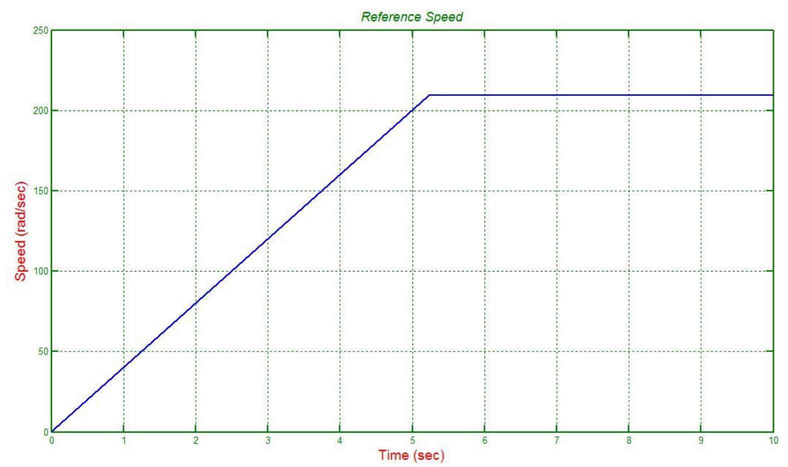
1- طريقة التحكم المكافئ.

2- طريقة قانون التبديل.

بالإضافة إلى ما سبق، فقد دعمت الدراسة التحليلية بدراسة تمثيلية بالاعتماد على بيئة *MATLAB-SIMULINK*، حيث تم التمييز في كلتا طريقتي خوارزمية النمط الانزلاقي المذكورتين بين حالة أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وحالة إهماله، كما تم اختبار منظومة التحكم المدروسة وفق نفس المعايير المعتمدة سابقاً في طريقة منظمات *PID*، وهي:

أ- تطبيق السرعة المرجعية على جملة التحكم بشكل متدرج كما هو موضح في الشكل (3-8).

ب-تطبيق الحمولة الاسمية على المحرك بشكل قفزة عند لحظة زمنية محددة ($t = 7sec$) .



الشكل (3-8): منحني إشارة السرعة المرجعية المطبق على جملة التحكم

1.10.3. تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار

أ- طريقة التحكم المكافئ

نظراً لأن الهدف من منظومة القيادة هو التحكم بسرعة المحرك، فقد تم اختيار معادلة تابع تبديل مناسبة تربط بين متحول جملة التحكم (السرعة)، وإشارة السرعة المرجعية وفق العلاقة التالية:

$$S_{\Omega} = (\Omega_{ref} - \Omega) + C \cdot (\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) \qquad (3\text{-}44)$$

إن الطريقة المعتمدة في هذا البحث للتحكم بسرعة المحرك هي تغيير جهد المتحرض V_a بواسطة مبدلة ترانزستورية، وبالتالي يجب إيجاد علاقة شعاع الدخل المكافئ الممثلة للجهد الواجب تطبيقه على المتحرض من خلال المبدلة، حيث تصف هذه العلاقة ديناميكية النظام فقط على سطح الانزلاق.

تم إيجاد علاقة شعاع الدخل المكافئ انطلاقاً من شروط عدم التغيرالتالية:

$$S_{\Omega}(x,t) = 0$$
$$\dot{S}_{\Omega}(x,t) = 0 \qquad (3\text{-}45)$$

أولاً تم اشتقاق معادلة تابع التبديل (3-44):

$$\dot{S}_{\Omega} = -\dot{\Omega} - C\frac{d\dot{\Omega}}{dt} \qquad (3\text{-}46)$$

بتعويض قيمة متحول الحالة الممثل للسرعة من العلاقة (3-39) نجد:

$$\dot{S}_{\Omega} = \frac{-1}{J}[T_{em} - T_d - F\cdot\Omega + C\frac{d}{dt}(T_{em} - T_d - F\cdot\Omega)] \quad (3\text{-}47)$$

$$\dot{S}_{\Omega} = \frac{-1}{J}[T_{em} - T_d - F\cdot\Omega + C\cdot(\dot{T}_{em} - F\cdot\dot{\Omega})] \quad (3\text{-}48)$$

نقوم الآن بتعويض متحول الحالة الممثل للعزم من العلاقة (3−43) في العلاقة السابقة فنجد:

$$\dot{S}_{\Omega} = \frac{-1}{J}[T_{em} - T_d - F\cdot\Omega + C\cdot(\frac{-R_a}{L_a}T_{em} - \frac{K^2}{L_a}\Omega + \frac{K}{L_a}V_a - F\cdot\dot{\Omega})] \quad (3\text{-}49)$$

$$\dot{S}_{\Omega} = \frac{-1}{J}[(1 - \frac{C\cdot R_a}{L_a})\cdot T_{em} - (F + \frac{C\cdot K^2}{L_a})\cdot\Omega + \frac{C\cdot K}{L_a}\cdot V_a - C\cdot F\cdot\dot{\Omega} - T_d] \quad (3\text{-}50)$$

$$\frac{C\cdot K}{J\cdot L_a}V_a = \frac{1}{J}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a} - 1)\cdot T_{em} + (\frac{C\cdot K^2}{L_a} + F)\cdot\Omega + C\cdot F\cdot\dot{\Omega} + T_d] - \dot{S}_{\Omega} \quad (3\text{-}51)$$

توضح العلاقة التالية معادلة جهد التحكم الكلي:

$$V^* = V_a = \frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a} - 1)\cdot T_{em} + (\frac{C\cdot K^2}{L_a} + F)\cdot\Omega + C\cdot F\cdot\dot{\Omega} + T_d] - \frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}\dot{S}_{\Omega} \quad (3\text{-}52)$$

للحصول على معادلة جهد التحكم المكافئ فإننا سنعوض عن الحد ($\dot{S}_{\Omega}$) بصفر في معادلة قانون التحكم:

$$V_{eq} = \frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a} - 1)\cdot T_{em} + (\frac{C\cdot K^2}{L_a} + F)\cdot\Omega + C\cdot F\cdot\dot{\Omega} + T_d] \quad (3\text{-}53)$$

تمثل العلاقة السابقة الجهد اللازم تطبيقه على المتحرض لضمان بقاء دوران المحرك عند السرعة المرجعية المطلوبة (سطح الانزلاق) وذلك بعد وصول سرعة الدوران إلى تلك القيمة المرجعية، ولكن كي يتمكن متحول الحالة (السرعة) من الاتجاه نحو سطح الانزلاق (باتجاه السرعة المرجعية) فإنه لا بد من استبدال الحد ($\dot{S}_{\Omega}$) في العلاقة (3−52) بقانون جذب مناسب وفق المعادلة التالية:

$$\dot{S}_{\Omega} = -q_1\,\mathrm{sgn}(S_{\Omega}) - k_1\cdot S_{\Omega} \quad (3\text{-}54)$$

وبالتالي فإن القانون المعبر عن جهد الجذب يعطى بالعلاقة:

$$V_{att} = \frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}[q_1\,\mathrm{sgn}(S_{\Omega}) + k_1\cdot S_{\Omega}] \quad (3\text{-}55)$$

حيث أن k_1 و q_1 عبارة عن ثوابت حقيقية موجبة.

تعطي العلاقة السابقة فكرة عن السلوك الديناميكي للنظام من لحظة انطلاق مسار متحول الحالة (السرعة) من نقطة البداية حتى الوصول إلى سطح الانزلاق.

إن قانون التحكم الكلي يعطى بالعلاقة:

$$V^* = V_{eq} + V_{att} \quad (3\text{-}56)$$

أي أن العلاقة النهائية التي تصف نظام التحكم تكتب كما يلي:

$$\boxed{V^* = \frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a} - 1)\cdot T_{em} + (\frac{C\cdot K^2}{L_a} + F)\cdot\Omega + C\cdot F\cdot\dot{\Omega} + T_d] + \frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}[q_1\,\mathrm{sgn}(S_{\Omega}) + k_1\cdot S_{\Omega}]} \quad (3\text{-}57)$$

للتأكد من أن سرعة دوران المحرك Ω تتجه نحو سطح الانزلاق S_{Ω} يجب أن يتحقق شرط الانجذاب $S_{\Omega}\cdot\dot{S}_{\Omega} < 0$، أي لا بد من التحقق من أن جداء تابع التبديل بمشتقه ذو قيمة سالبة.

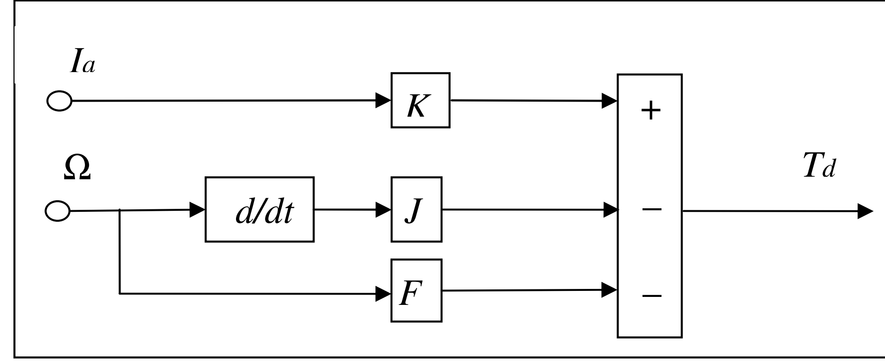
$$S_\Omega \cdot \dot{S}_\Omega = S_\Omega \cdot (-\dot{\Omega} - C \cdot \frac{d\dot{\Omega}}{dt}) = -S_\Omega \cdot (\dot{\Omega} + C \cdot \frac{d\dot{\Omega}}{dt}) < 0 \qquad (3\text{-}58)$$

يُلاحظ من المعادلة (3−53) أن علاقة شعاع الدخل المكافئ V_{eq} مرتبطة بعزم الحمولة T_d، مما يستوجب إيجاد قيمة T_d قبل تحديد مقدار شعاع الدخل المكافئ. لإيجاد قيمة T_d يلزم بناء دارة تخمين مناسبة، يمكن ببساطة تخمين مقدار عزم الحمولة انطلاقاً من معادلة متحول الحالة المعبرة عن السرعة (3−39).

إن معادلة دارة تخمين عزم الحمولة تعطى بالعلاقة:

$$T_d = K \cdot I_a - J \cdot \dot{\Omega} - F \cdot \Omega \qquad (3\text{-}59)$$

يبين الشكل (3−9) المخطط الصندوقي الممثل لدارة التخمين.



الشكل (3−9): المخطط الصندوقي الممثل لدارة تخمين عزم الحمولة

بينما يبين الشكل (3−10) المخطط الصندوقي الممثل لجملة التحكم المدروسة، حيث تم بناء المخطط الموضح أدناه بعد إعادة كتابة معادلة جهد التحكم الكلي (3−57) وفق الشكل التالي:

$$V^* = [a_0 \cdot T_{em} + a_1 \cdot \Omega + a_2 \cdot \dot{\Omega} + a_3 \cdot T_d] + [b_0 \operatorname{sgn}(S_\Omega) + b_1 \cdot S_\Omega] \qquad (3\text{-}60)$$

حيث:

$$a_0 = \frac{L_a}{C \cdot K} \cdot (\frac{C \cdot R_a}{L_a} - 1) \quad , a_1 = \frac{L_a}{C \cdot K} \cdot (\frac{C \cdot K^2}{L_a} + F) \quad , a_2 = \frac{L_a \cdot F}{K} \quad , a_3 = \frac{L_a}{C \cdot K}$$

$$b_0 = \frac{J \cdot L_a \cdot q_1}{C \cdot K} \quad , b_1 = \frac{J \cdot L_a \cdot k_1}{C \cdot K}$$

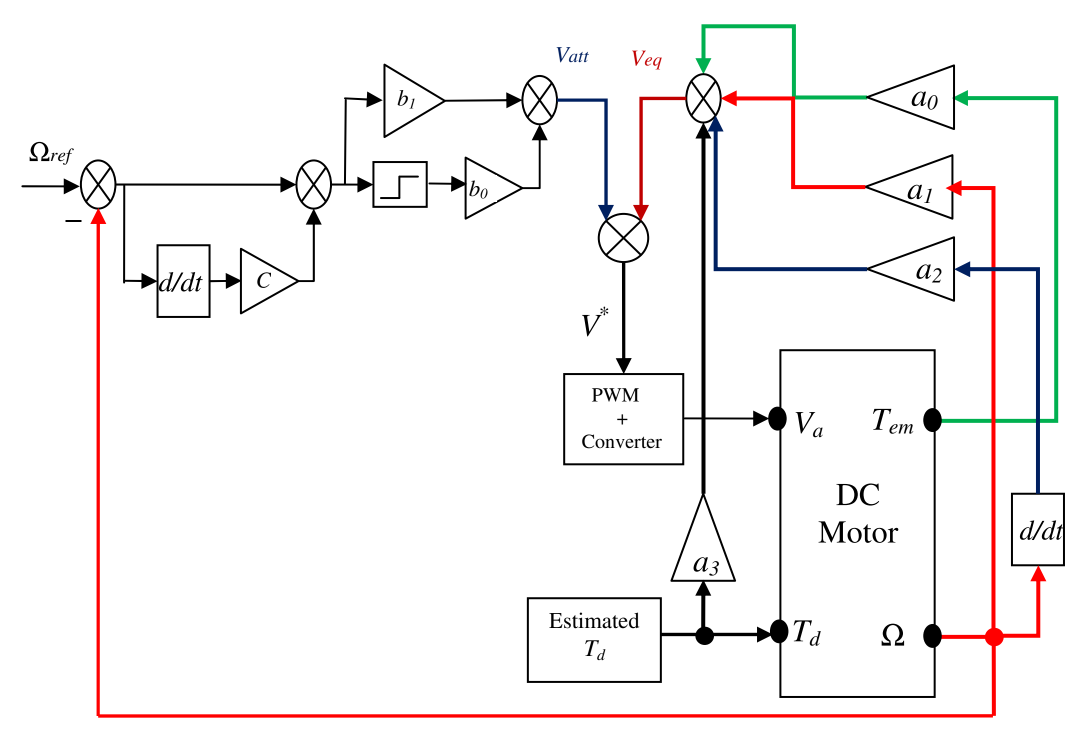
يعطى قانون جهد التحكم المكافئ وفق المعادلة السابقة بالعلاقة:

$$V_{eq} = a_0 \cdot T_{em} + a_1 \cdot \Omega + a_2 \cdot \dot{\Omega} + a_3 \cdot T_d \qquad (3\text{-}61)$$

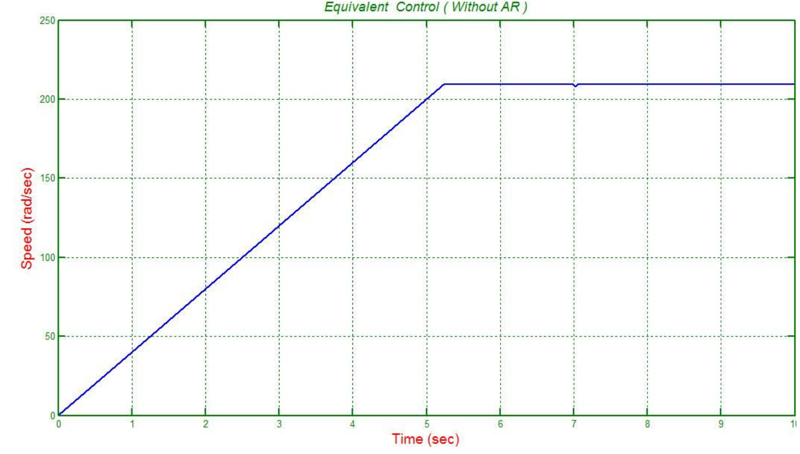
أما قانون جهد الجذب فيمثل بالعلاقة:

$$V_{att} = b_0 \operatorname{sgn}(S_\Omega) + b_1 \cdot S_\Omega \qquad (3\text{-}62)$$

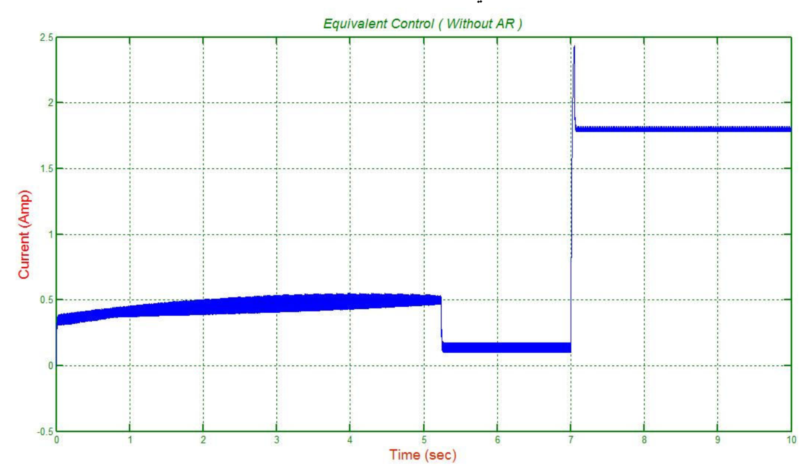
عند اختبار منظومة التحكم السابقة وفق المعايير المقترحة، تم الحصول على منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند إهمال رد فعل المتحرض (الشكل (3−11))، بالإضافة إلى منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار (الشكل (3−12)).



الشكل (3-10): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة بدون تيار وفق طريقة التحكم المكافئ



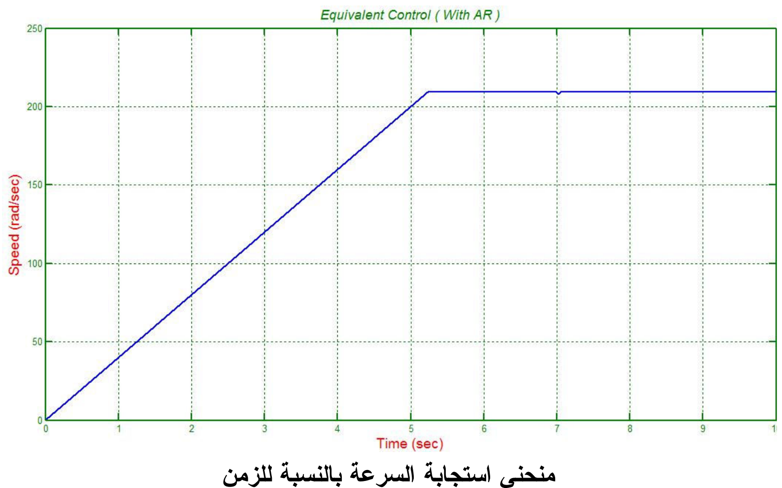
أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-11): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ عند إهمال رد فعل المتحرض

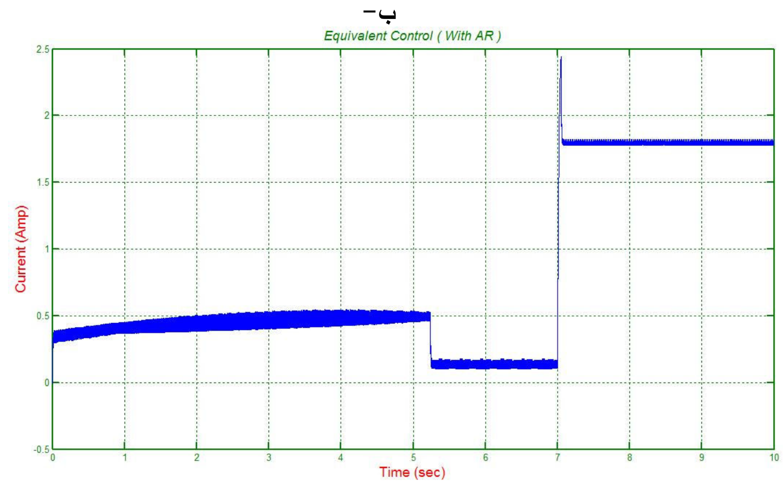
يبين الشكل (3–12) منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ وذلك عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.



منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

أ- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

ب-



الشكل (3–12): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

لوحظ عند مقارنة منحنيات الاستجابة بين حالتي أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وإهماله وفق طريقة التحكم المكافئ أن منحنيات الاستجابة السابقة متطابقة، مما يشير إلى انخفاض تأثير رد فعل المتحرض على أداء النظام ككل، ويؤكد مناعة النظام ضد تغير المعاملات الداخلية للجملة المتحكم بها.

ب- طريقة قانون التبديل

في البداية لابد من اختيار معادلة تابع تبديل مناسبة تربط بين المتحول المتحكم به (السرعة) وإشارة السرعة المرجعية، قد يكون من المناسب اختيار نفس معادلة تابع التبديل المقترحة في طريقة التحكم المكافئ.

$$S_\Omega = (\Omega_{ref} - \Omega) + C \cdot (\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) \qquad (3\text{-}63)$$

انطلاقاً من المعادلة السابقة، تم التمييز بين الحالات التالية:

1- $S_\Omega = 0$

في هذه الحالة تكون سرعة المحرك مساوية للسرعة المرجعية، أي أن نظام التحكم يتحرك على سطح الانزلاق.

2- $S_\Omega > 0$

تصف هذه الحالة سلوك الجملة عندما تكون السرعة المرجعية المطلوبة أكبر من السرعة الآنية على خرج

المحرك، وبالتالي لا بد من زيادة جهد المتحرض إلى الجهد الاسمي للوصول إلى السرعة المطلوبة، أي:

$$V^{+} = 220 \qquad when \qquad S_{\Omega} > 0$$

3- $S_{\Omega} < 0$

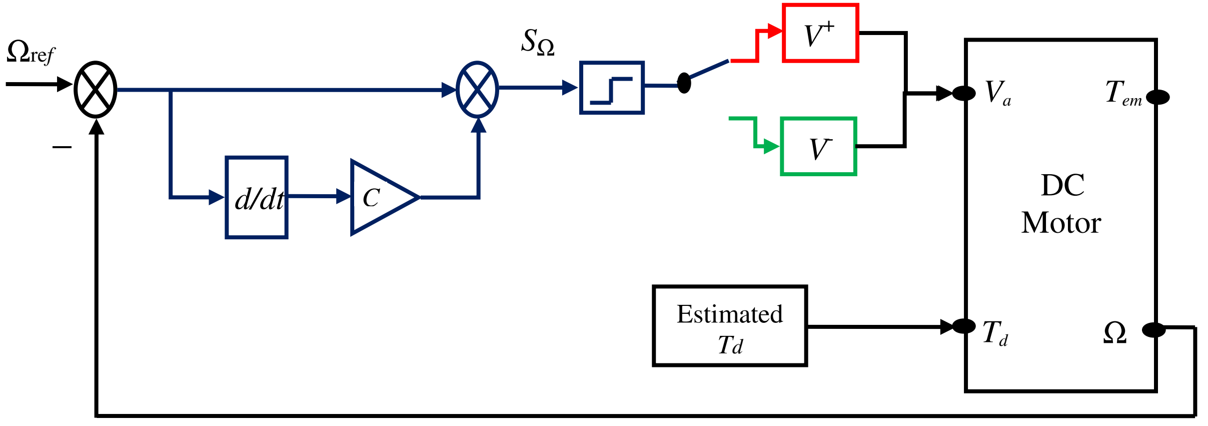
تصف هذه الحالة سلوك الجملة عندما تكون السرعة المرجعية المطلوبة أصغر من السرعة الآنية على خرج المحرك، مما يستوجب من نظام التحكم تخفيض سرعة المحرك من خلال إنقاص جهد المتحرض إلى قيمته الدنيا أي أن:

$$V^{-} = -220 \qquad when \qquad S_{\Omega} < 0$$

انطلاقاً من الحالات السابقة يمكن كتابة قانون التبديل وفق العلاقة التالية:

$$V = \begin{cases} V^{+} = 220 & when \quad S_{\Omega} > 0 \\ V^{-} = -220 & when \quad S_{\Omega} < 0 \end{cases} \qquad (3\text{-}64)$$

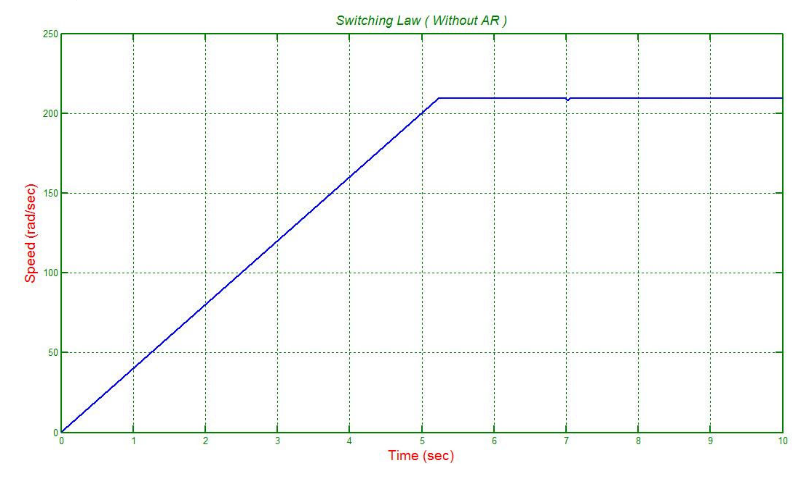
إن قانون التبديل السابق يعمل بشكل مشابه لعمل المبدلة الإلكترونية ($DC - DC\ Converter$)، يبين الشكل (3-13) المخطط الصندوقي الممثل لجملة التحكم المدروسة.



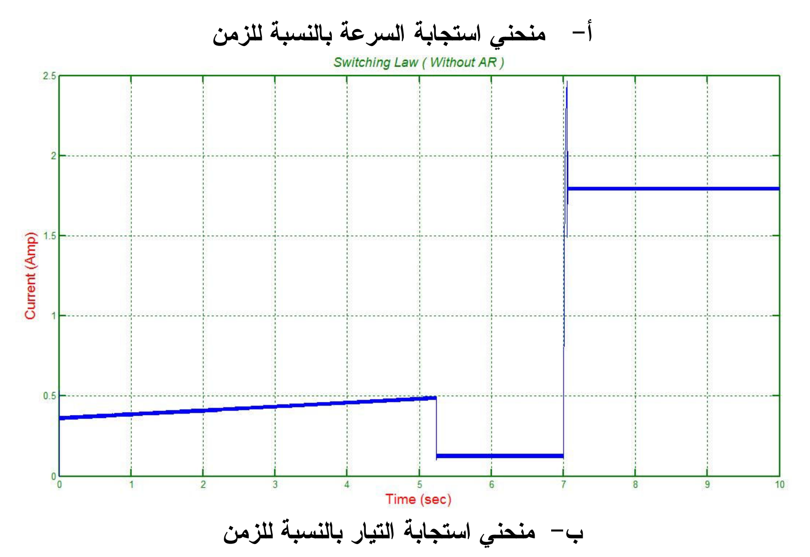
الشكل (3-13): المخطط الصندوقي لدارة تنظيم السرعة بدون تيار وفق طريقة قانون التبديل

بإختبار منظومة التحكم السابقة وفق المعايير المقترحة، فإن منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند إهمال رد فعل المتحرض (الشكل (3-14))، بالإضافة إلى منحنيات استجابة السرعة والتيار عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار (الشكل (3-15)) تصف أداء النظام بشكل دقيق.

يبين الشكل (3-14) منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند إهمال رد فعل المتحرض.



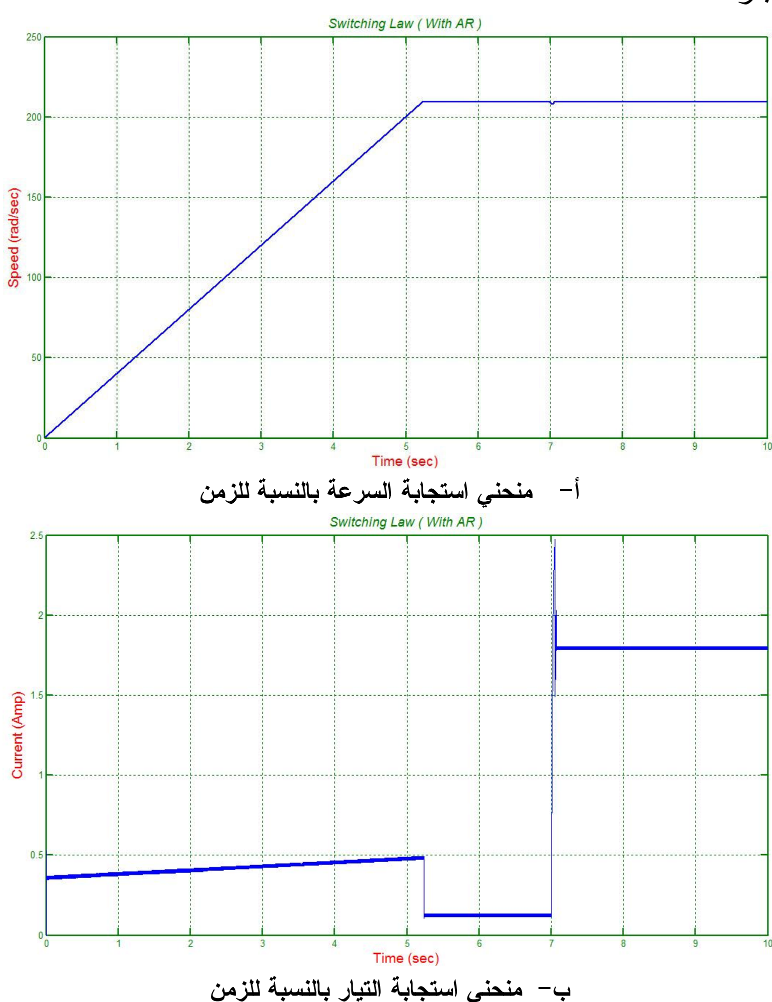
أ-   منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-14): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند إهمال رد فعل المتحرض

بينما يبين الشكل (3-15) منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-15): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

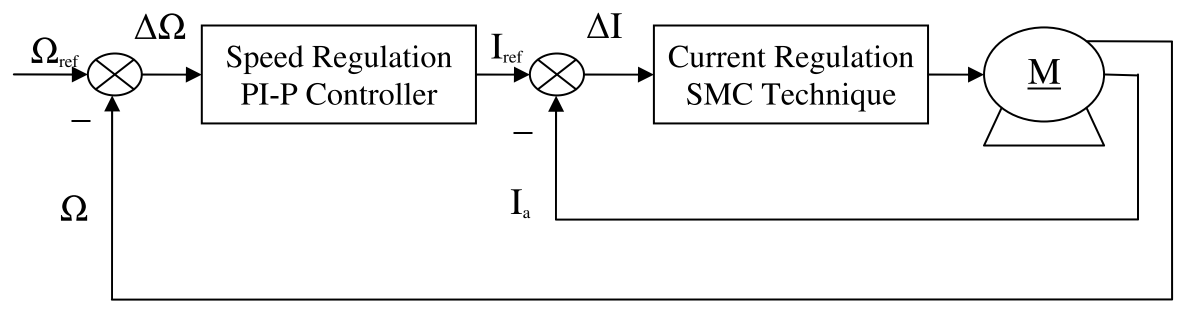
بالمقارنة بين حالتي أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وإهماله وفق طريقة قانون التبديل يُلاحظ أن منحنيات الاستجابة السابقة متطابقة، مما يشير إلى انخفاض تأثير رد فعل المتحرض على أداء النظام ككل، ويؤكد مناعة

النظام ضد تغير المعاملات الداخلية للجملة المتحكم بها.

2.10.3. تنظيم السرعة مع تنظيم التيار

أ- طريقة التحكم المكافئ

يمثل المخطط الصندوقي المبيّن بالشكل (3−16) منظومة التحكم بالسرعة مع تنظيم التيار، تتألف هذه المنظومة من حلقتي تحكم، إحداهما داخلية والأخرى خارجية، تمثل الحلقة الداخلية حلقة تنظيم التيار وفق خوارزمية النمط الانزلاقي، بينما تمثل الحلقة الخارجية حلقة تنظيم السرعة باستخدام منظمات *PI-P*.



الشكل (3−16): المخطط الصندوقي العام لدارة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق خوارزمية *SMC*

أولاً: حلقة تنظيم التيار

تُختار أولاً معادلة تابع تبديل مناسبة تعبر عن إشارة خطأ التيار، كما هو مبيّن بالعلاقة:

$$S_I = I_{a_ref} - I_a \tag{3−65}$$

سيتم التحكم بتيار المحرك من خلال تغيير جهد المتحرض V_a بواسطة مبدلة ترانزستورية، وبالتـالي يتوجـب إيجاد علاقة شعاع الدخل المكافئ الممثلة للجهد الواجب تطبيقه على المتحرض من خلال المبدلة، يـتم إيجـاد معادلة شعاع الدخل المكافئ (معادلة سطح الانزلاق)، انطلاقاً من الشروط التالية:

$$\begin{aligned} S_I(x,t) &= 0 \\ \dot{S}_I(x,t) &= 0 \end{aligned} \tag{3-66}$$

باشتقاق المعادلة (3−65) نحصل على العلاقة التالية:

$$\dot{S}_I = -\dot{I}_a \tag{3-67}$$

نقوم الآن بالتعبير عن تيار المتحرض بدلالة معادلة جهد المتحرض، حيث تعطى علاقته كما يلي:

$$V_a = E_a + R_a \cdot I_a + L\frac{dI_a}{dt} \quad \Rightarrow \quad \dot{I}_a = \frac{1}{L_a}[V_a - E_a - R_a \cdot I_a] \tag{3-68}$$

نعوض قيمة $\dot{I}_a$ في العلاقة (3−67):

$$\dot{S}_I = \frac{-1}{L_a}[V_a - E_a - R_a \cdot I_a] \tag{3-69}$$

$$\frac{V_a}{L_a} = \frac{1}{L_a}[E_a + R_a \cdot I_a] - \dot{S}_I \tag{3-70}$$

توضح العلاقة التالية معادلة جهد التحكم الكلي:

$$V^* = V_a = [E_a + R_a \cdot I_a] - L_a \cdot \dot{S}_I \tag{3-71}$$

للحصول على معادلة جهد التحكم المكافئ يُعوض عن الحد $\dot{S}_I$ بصفر في معادلة قانون التحكم:

$$V_{eq} = E_a + R_a \cdot I_a \tag{3-72}$$

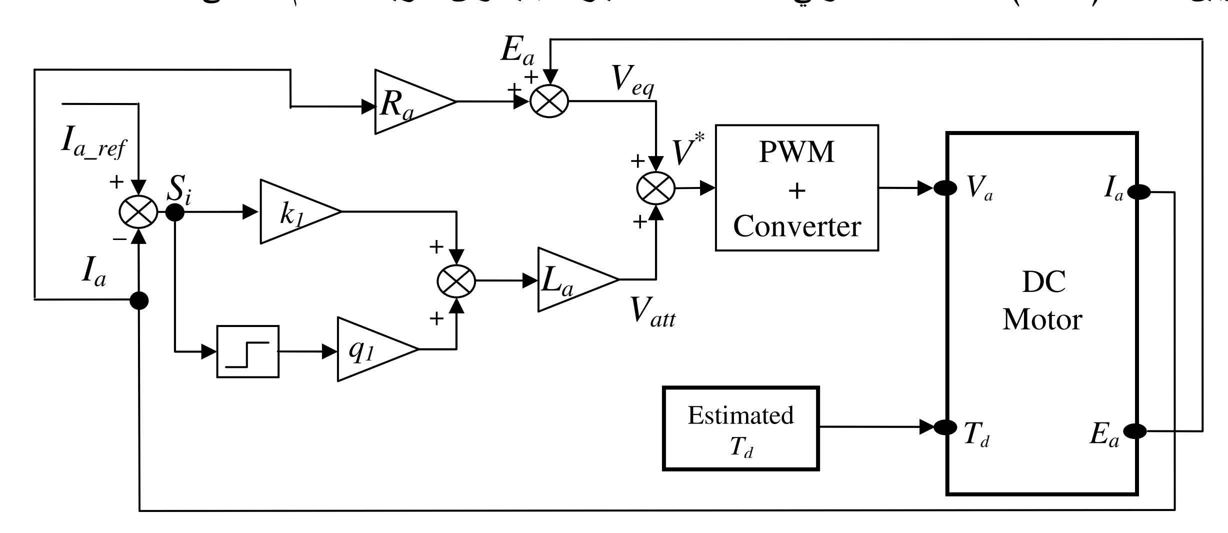
تصف المعادلة السابقة السلوك الديناميكي للنظام على سطح الانزلاق، وتمثل جهد المتحرض اللازم تطبيقه لضمان بقاء تيار المتحرض عند قيمته المرجعية المطلوبة، وذلك بعد جذب متحول الحالة (تيار المتحرض) باتجاه هذا السطح، ولكي نُلزم متحول الحالة (تيار المتحرض) بالتحرك نحو سطح الانزلاق (أي باتجاه التيار المرجعي)، فإنه لا بد من استبدال الحد $\dot{S}_I$ بقانون جذب مناسب، كما هو موضح بالعلاقة:

$$\dot{S}_I = -q_1 \operatorname{sgn}(S_I) - k_1 \cdot S_I = V_{att} \tag{3-73}$$

تعطي العلاقة السابقة فكرة عن السلوك الديناميكي للنظام من لحظة انطلاق مسار متحول الحالة (التيار) من نقطة البداية حتى الوصول إلى سطح الانزلاق، بتعويض العلاقة (3-73) في العلاقة (3-71)، نستنتج معادلة قانون التحكم الكلي للحلقة الداخلية لتنظيم التيار.

$$\boxed{V_a = [E_a + R_a \cdot I_a] + L_a[q_1 \operatorname{sgn}(S_I) + k_1 \cdot S_I]} \tag{3-74}$$

يبين الشكل (3−17) المخطط الصندوقي الممثل لحلقة التيار المبنية وفق طريقة التحكم المكافئ.



الشكل (3−17): المخطط الصندوقي للحلقة الداخلية لتنظيم التيار وفق طريقة التحكم المكافئ

ثانياً: حلقة تنظيم السرعة

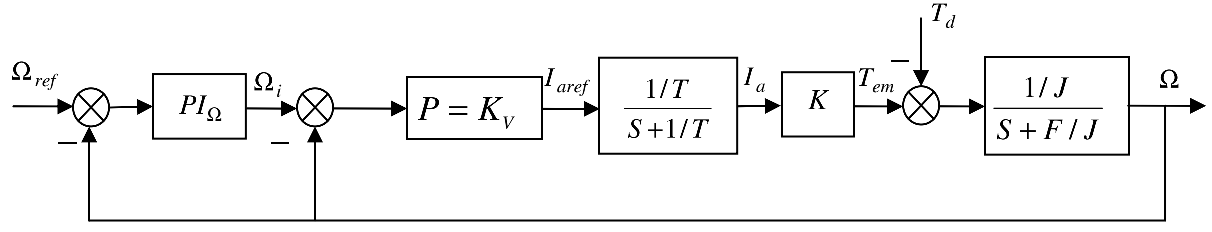
سيتم بناء حلقة تنظيم السرعة بشكل مشابه للطريقة المتبعة عند دراسة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار باستخدام منظمات *PID*. في البداية، نظراً لأن حلقة تنظيم التيار مبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي والتي تمثل نظام تحكم متقطع فإنه لا بد من استبدالها بتابع انتقال من المرتبة الأولى:

$$Y(s) = \frac{1}{TS+1} = \frac{1/T}{S+1/T} \tag{3-75}$$

يتم إيجاد قيمة الثابت الزمني T، وذلك برسم الاستجابة الزمنية لحلقة تنظيم التيار الداخلية المبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي والناتجة عن تطبيق إشارة القفزة الواحدية بمطال أعظمي مساوٍ لـ 1.8A (أي ما يكافئ تيار المحرك الاسمي).

بعد رسم الاستجابة الزمنية لحلقة تنظيم التيار في بيئة *MATLAB-SIMULINK*، يُحسب الثابت الزمني T المقابل لمرور 63.2% من التيار الأعظمي، إن قيمة الثابت الزمني الناتجة هي $T = 0.0108sec$.

يبين الشكل (3−18) المخطط الصندوقي المعبر عن منظومة التحكم بالسرعة مع تنظيم التيار.



الشكل (3−18): المخطط الصندوقي المعبر عن منظومة التحكم بالسرعة مع تنظيم التيار

من المخطط الصندوقي السابق نجد أن تابع انتقال الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة يُعطى بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{K_V \cdot K/(T \cdot J)}{S^2 + (\frac{F}{J} + \frac{1}{T})S + \frac{F + K_V \cdot K}{T \cdot J}} \qquad (3\text{-}76)$$

بفرض أن ثابت التخامد مساوٍ للواحد ($\xi = 1$)، عندئذٍ تُحسب قيمة ω_{n1} من العلاقة:

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_{n1} = \frac{F}{J} + \frac{1}{T} \quad \Rightarrow \quad \omega_{n1} = \frac{J + F \cdot T}{2 \cdot J \cdot T} = P_1 = P_2 \qquad (3\text{-}77)$$

أما قيمة K_V فتحسب من العلاقة:

$$\omega_{n1}^2 = \frac{F + K_V \cdot K}{T \cdot J} \quad \Rightarrow \quad K_V = (T \cdot J \cdot \omega_{n1}^2 - F)/K \qquad (3\text{-}78)$$

نظراً لأن قيمة معامل التخامد مساوية للواحد ($\xi = 1$)، فإن المعادلة المميزة لتابع الانتقال تمتلك قطبين حقيقيين متماثلين، وبالتالي يمكن كتابة تابع انتقال الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة كما يلي:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{K_v \cdot K/T \cdot J}{(S + P_1)(S + P_2)} \quad ; \quad P_1 = P_2 = \omega_{n1} \qquad (3\text{-}79)$$

يُعطى تابع انتقال المنظم التناسبي – التكاملي وفق العلاقة:

$$PI_\Omega = K_{P\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{S} = \frac{K_{P\Omega}(S + \frac{K_{I\Omega}}{K_{P\Omega}})}{S} \qquad (3\text{-}80)$$

بفرض أن: $P_1 = \frac{K_{I\Omega}}{K_{P\Omega}}$، فإن تابع انتقال المنظم PI_Ω يكتب كما يلي:

$$PI_\Omega = \frac{K_{P\Omega}(S + P_1)}{S} \qquad (3\text{-}81)$$

انطلاقاً مما سبق يمكن رسم المخطط الصندوقي (3−19) الممثل لحلقة تنظيم السرعة الخارجية كما يلي:

Ω_{ref} → PI_Ω → $\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{K \cdot K_V / T \cdot J}{(S + P_1)(S + P_2)}$ → Ω

الشكل (3−19): المخطط الصندوقي لحلقة تنظيم السرعة الخارجية

يُعطى تابع الانتقال الكلي لجملة التحكم وفق العلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\frac{K_{P\Omega}.K_{V}.K}{T\cdot J}}{S^2+P_2S+\frac{K_{P\Omega}.K_V\cdot K}{T\cdot J}} \quad (3\text{-}82)$$

باختيار ξ=0.7 يمكن حساب ثوابت المنظم التناسبي – التكاملي لحلقة السرعة كما يلي:

$$2\cdot\xi\cdot\omega_{n2}=P_2 \quad\Rightarrow\quad \omega_{n2}=\frac{P_2}{1.4}=\frac{\omega_{n1}}{1.4} \quad (3\text{-}83)$$

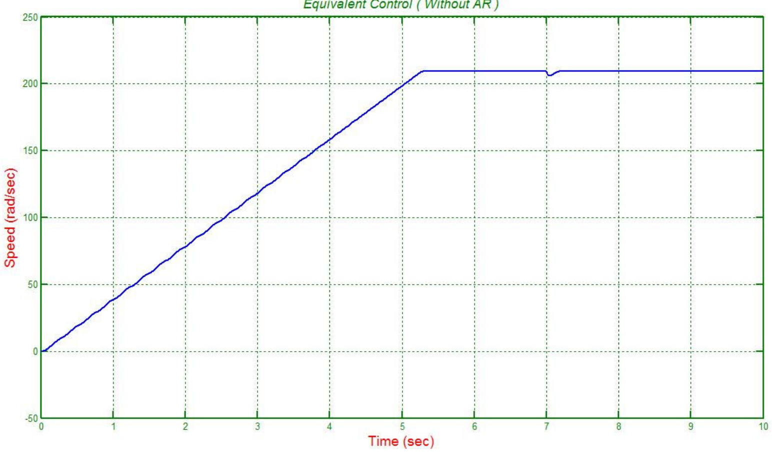
وبما أن $\omega_{n2}^2=\frac{K_{P\Omega}\cdot K_V\cdot K}{T\cdot J}$ ، عندئذٍ تحسب قيمة المعامل التناسبي $K_{P\Omega}$ من العلاقة:

$$K_{P\Omega}=\frac{\omega_{n2}^2\cdot T\cdot J}{K_V\cdot K} \quad (3\text{-}84)$$

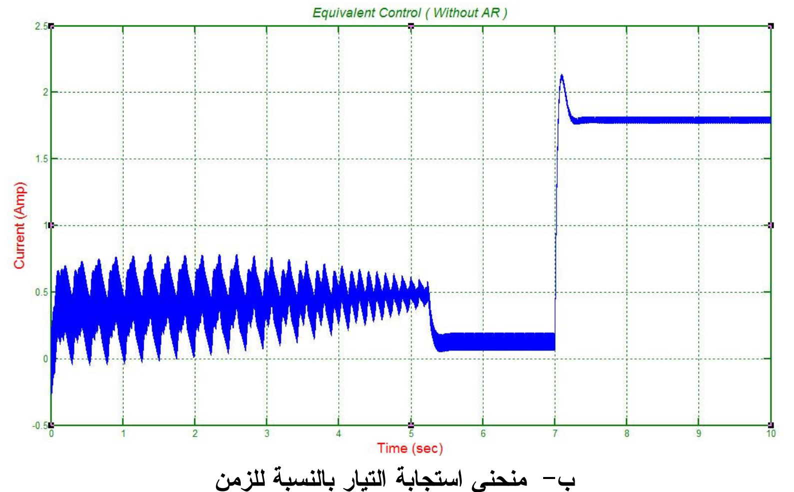
بعد حساب قيمة $K_{P\Omega}$ يمكن حساب قيمة $K_{I\Omega}$ من العلاقة التالية:

$$K_{I\Omega}=K_{P\Omega}\cdot P_1=K_{P\Omega}\cdot\omega_{n1} \quad (3\text{-}85)$$

بهدف اختبار منظومة التحكم وفق المعايير المعتمدة سابقاً تم رسم منحنيات الاستجابة الزمنية، يبين الشكل (3-20) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار عند إهمال رد فعل المتحرض.



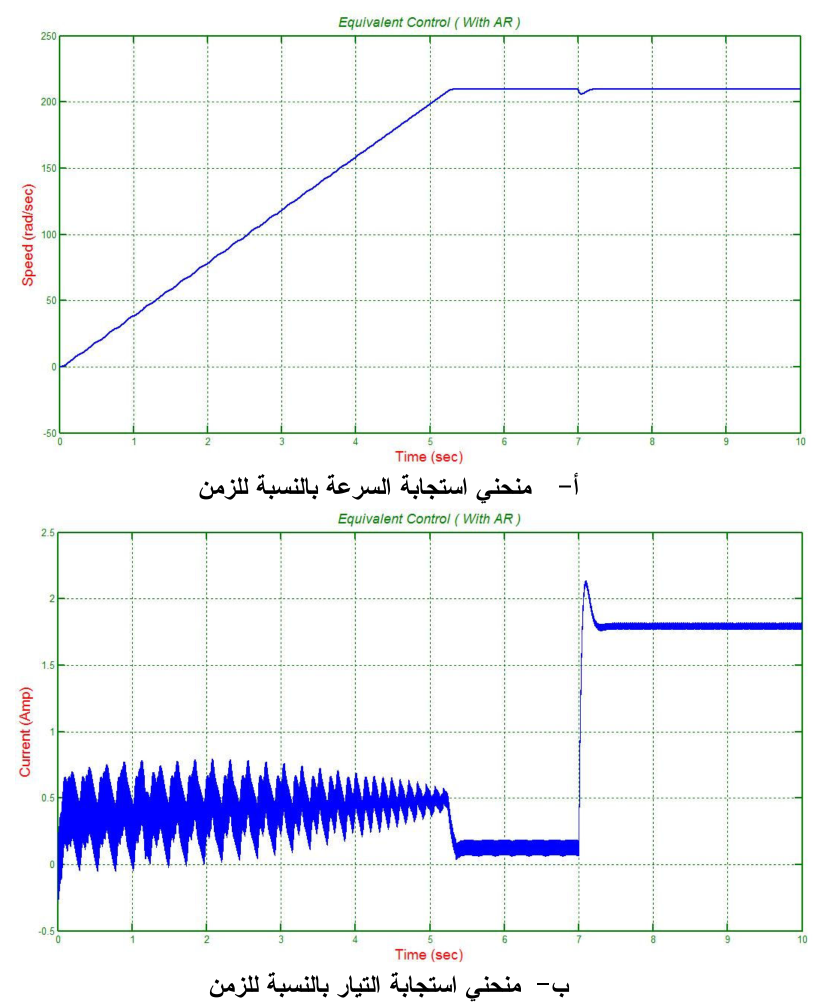
أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-20): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ عند إهمال رد فعل المتحرض

بينما يبين الشكل (3−21) منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ وذلك عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3−21): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة التحكم المكافئ عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

بالمقارنة بين حالتي أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وإهماله وفق طريقة التحكم المكافئ، يُلاحظ أن منحنيات الاستجابة السابقة متطابقة، مما يشير إلى انخفاض تأثير رد فعل المتحرض على أداء النظام ككل، ويؤكد مناعة النظام ضد تغير المعاملات الداخلية للجملة المتحكم بها.

ب- طريقة قانون التبديل

تتألف منظومة التحكم بالسرعة مع تنظيم التيار وفق طريقة قانون التبديل أيضاً من حلقتي تحكم، إحداهما داخلية والأخرى خارجية، تمثل الحلقة الداخلية حلقة تنظيم التيار وفق خوارزمية النمط الانزلاقي، بينما تمثل الحلقة الخارجية حلقة تنظيم السرعة باستخدام منظمات *PI-P*.

أولاً: حلقة تنظيم التيار

تم اختيار معادلة تابع تبديل مناسبة تعبر عن إشارة خطأ التيار، وفق العلاقة التالية:

$$S_I = C \cdot (I_a - I_{a_ref}) \qquad (3\text{-}86)$$

انطلاقاً من المعادلة السابقة، يمكن التمييز بين الحالات التالية:

1- $S_I = 0$

في هذه الحالة يكون تيار المحرك مساوٍ للتيار المرجعي، أي أن نظام التحكم يتحرك على سطح الانزلاق.

2- $S_I > 0$

تصف هذه الحالة سلوك الجملة عندما يكون التيار المرجعي المطلوب أكبر من تيار المتحرض الفعلي، وبالتالي لا بد من زيادة جهد المتحرض إلى الجهد الاسمي حتى الوصول إلى التيار المرجعي، أي:

$$V^+ = 220 \qquad when \qquad S_I > 0$$

3- $S_I < 0$

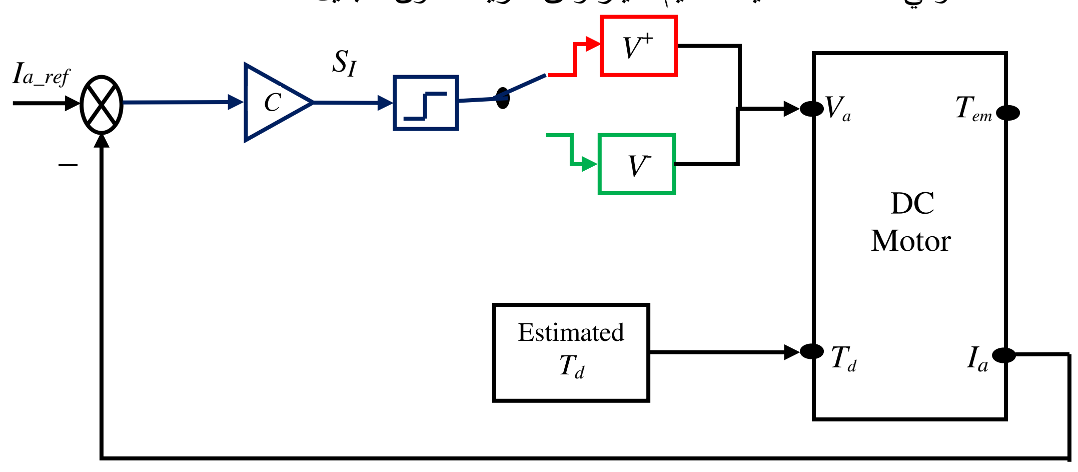
تصف هذه الحالة سلوك الجملة عندما يكون التيار المرجعي المطلوب أصغر من تيار المتحرض، مما يقتضي ضرورة تطبيق جهد المتحرض الاسمي ولكن بقطبية سالبة حتى يتساوى كلا التيارين، توصف هذه الحالة بالعلاقة:

$$V^- = -220 \qquad when \qquad S_I < 0$$

انطلاقاً من الحالات السابقة يمكن كتابة قانون التبديل المعبرعن نظام التحكم بالعلاقة التالية:

$$V = \begin{cases} V^+ = 220 & when \quad S_I > 0 \\ V^- = -220 & when \quad S_I < 0 \end{cases} \tag{3-87}$$

إن قانون التبديل السابق يعمل بشكلٍ مشابه لعمل المبدلة الإلكترونية ($DC - DC$ $Converter$)، يبين الشكل أدناه المخطط الصندوقي للحلقة الداخلية لتنظيم التيار وفق طريقة قانون التبديل.

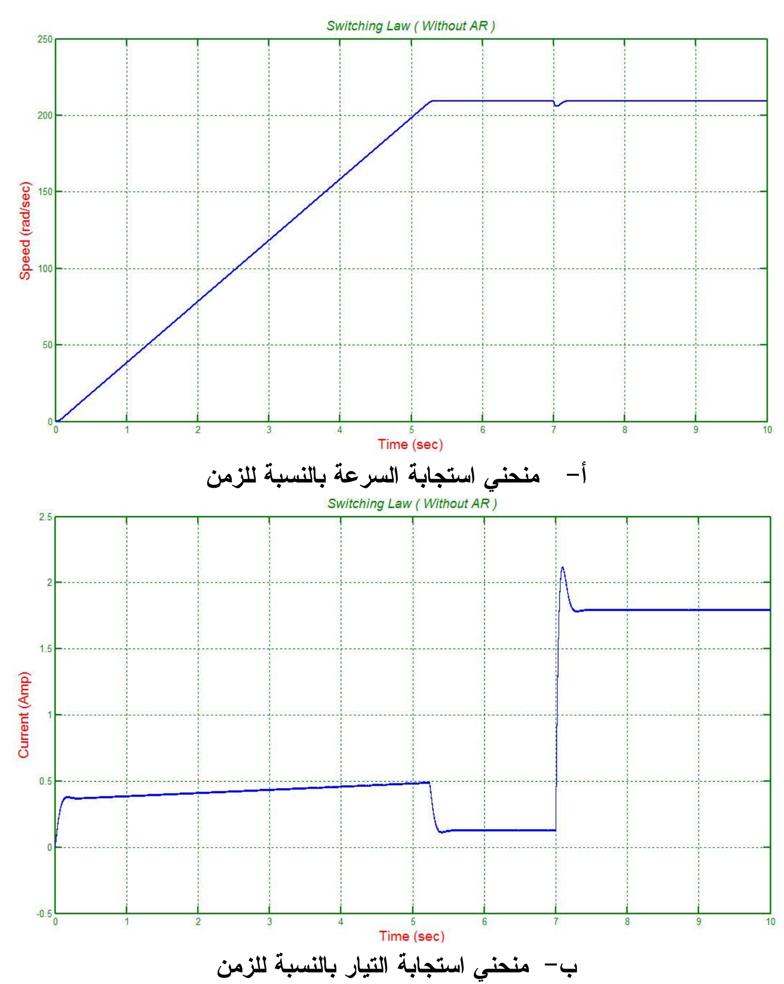


الشكل (3-22): المخطط الصندوقي للحلقة الداخلية لتنظيم التيار وفق طريقة قانون التبديل

ثانياً: حلقة تنظيم السرعة

إن حلقة تنظيم السرعة الواجب استخدامها مكافئة تماماً للحلقة المدروسة في طريقة التحكم المكافئ المشروحة سابقاً (الشكل (3-18))، بشكل مشابه لما سبق تم اختبار منظومة التحكم ضمن بيئة *MATLAB-SIMULINK*، يبين الشكل (3-23) منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند إهمال رد فعل المتحرض، بينما يبين الشكل (3-24) منحنيات استجابة السرعة والتيار وذلك عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار.

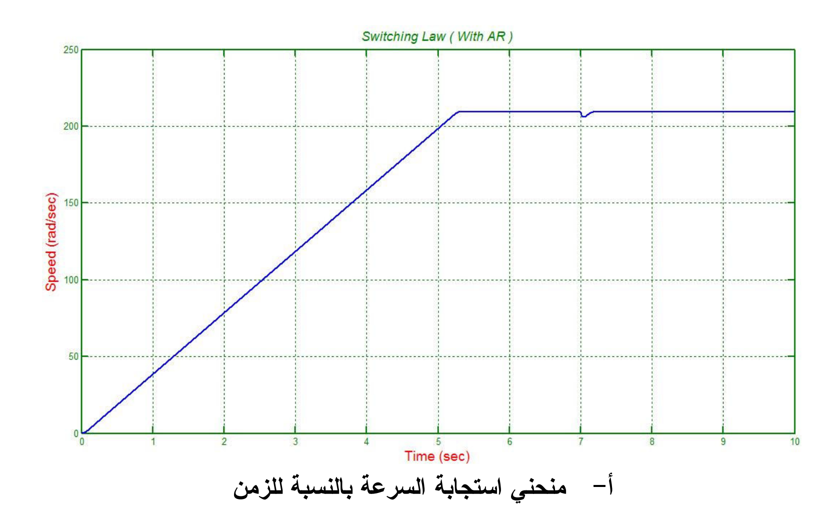
من الجدير بالذكر أنه عند مقارنة منحنيات الاستجابة بين حالتي أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وإهماله وفق طريقة قانون التبديل، لوحظ أنها كانت متطابقة، مما يشير إلى انخفاض تأثير رد فعل المتحرض على أداء النظام ككل ويؤكد مناعة النظام ضد تغير المعاملات الداخلية للجملة المتحكم بها.



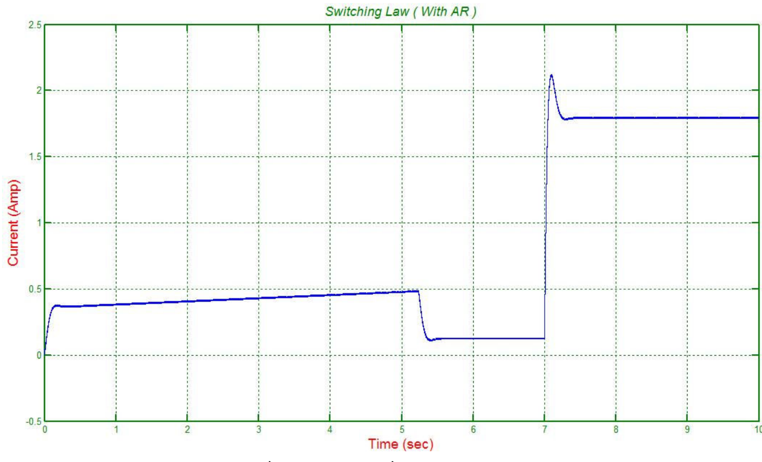
أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-23): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل عند إهمال رد فعل المتحرض



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-24): منحنيات استجابة السرعة والتيار وفق طريقة قانون التبديل مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار

11.3. تحويل معادلات التحكم إلى النظامين الرقمي والواحدي

بشكل مشابه لما تم استعراضه في طريقة تنظيم سرعة المحرك بالاعتماد على منظمات *PID*، فإنه لابد من تحويل المعادلات المعبرة عن جملة التحكم المبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي من نظام الزمن المستمر إلى كل من النظامين الرقمي والواحدي، ولكن من الجدير بالذكر أنه لا حاجة إلى تحويل المعادلات المعبرة عن نظام التحكم وفق طريقة قانون التبديل (المعادلات (3-64) و(3-87)) إلى النظام الرقمي لأنها تعبر في الأساس عن نظام التحكم في مجال الزمن المتقطع، بينما يمكن تحويل هذه المعادلات إلى النظام الواحدي بحيث تكتب وفق العلاقة التالية:

$$V = \begin{cases} V^{+} = 1 & when \quad S > 0 \\ V^{-} = -1 & when \quad S < 0 \end{cases} \qquad (3\text{-}88)$$

خلال هذه الفقرة سيتم التركيز على كيفية تحويل معادلات التحكم المكتوبة وفق طريقة التحكم المكافئ إلى كل من النظامين الرقمي والواحدي.

1.11.3. تحويل معادلات التحكم المعبرة عن طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار:

كما استنتج سابقاً فإن المعادلة المعبرة عن قانون التحكم المكافئ الكلي تُعطى وفق العلاقة (3-57) التالية:

$$V^{*} = \frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot T_{em}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F)\cdot\Omega + C\cdot F\cdot\dot{\Omega}+T_d]+\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}[q_1\,\mathrm{sgn}(S_\Omega)+k_1\cdot S_\Omega] \qquad (3\text{-}57\text{-rep})$$

يتم تحويل المعادلة السابقة إلى النظام الرقمي وذلك باستبدال مشتق السرعة $\dot{\Omega}$ بما يكافؤه من العلاقة التالية:

$$\dot{\Omega} = (\Omega_K - \Omega_{K-1})/\tau \qquad (3\text{-}89)$$

وبالتالي تكتب معادلة قانون التحكم المكافئ وفق النظام الرقمي بالعلاقة التالية:

$$V^{*} = \frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot T_{em}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F)\cdot\Omega_K + C\cdot F\cdot\frac{(\Omega_K-\Omega_{K-1})}{\tau}+T_d]+\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}[q_1\,\mathrm{sgn}(S_\Omega)+k_1\cdot S_\Omega] \qquad (3\text{-}90)$$

سنقوم فيما يلي بتحويل معادلة قانون التحكم المكافئ الكلي من النظام الرقمي إلى النظام الواحدي، وللتبسيط سيتم تحويل كل من معادلة التحكم المكافئ V_{eq} ومعادلة قانون الجذب V_{att} على حدة.

تُعطى معادلة التحكم المكافئ V_{eq} وفق النظام الرقمي بالعلاقة:

$$V_{eq}=\frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot T_{em}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F)\cdot\Omega_K+C\cdot F\cdot(\frac{\Omega_K-\Omega_{K-1}}{\tau})+T_d] \quad (3\text{-}91)$$

بالاصلاح وتجميع الحدود المتشابهة مع بعضها البعض نحصل على العلاقة التالية:

$$V_{eq}=\frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot T_{em}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F+\frac{C\cdot F}{\tau})\cdot\Omega_K-\frac{C\cdot F}{\tau}\cdot\Omega_{K-1}+T_d] \quad (3\text{-}92)$$

نقوم بنسب حدود المعادلة إلى القيمة الأعظمية (الاسمية) لجهد المتحرض

$$\frac{V_{eq}}{V_{a_{\max}}}=\frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot\frac{T_{em}}{V_{a_{\max}}}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F+\frac{C\cdot F}{\tau})\cdot\frac{\Omega_K}{V_{a_{\max}}}-\frac{C\cdot F}{\tau}\cdot\frac{\Omega_{K-1}}{V_{a_{\max}}}+\frac{T_d}{V_{a_{\max}}}] \quad (3\text{-}93)$$

نضرب ونقسم كـل حـد بالقيمـة الأعظميـة الموافقـة لـه، عندئـذٍ تُعطـى المعادلـة النهائيـة المعبـرة عن الجهد المكافئ وفق النظام الواحدي بالعلاقة:

$$\boxed{V_{eq_u}=\frac{L_a}{C\cdot K}[(\frac{C\cdot R_a}{L_a}-1)\cdot\frac{T_{em_{\max}}}{V_{a_{\max}}}\cdot T_{em_u}+(\frac{C\cdot K^2}{L_a}+F+\frac{C\cdot F}{\tau})\cdot\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}\cdot\Omega_{K_u}-\frac{C\cdot F}{\tau}\cdot\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}\cdot\Omega_{K-1u}+\frac{T_{em_{\max}}}{V_{a_{\max}}}\cdot T_{du}]} \quad (3\text{-}94)$$

بشكلٍ مشابه يمكن إيجاد معادلة قانون الجذب للنظام المدروس في النظام الواحدي. ننطلق في البداية من معادلة قانون الجذب في المجال الرقمي:

$$V_{att}=\frac{-J\cdot L_a}{C\cdot K}\cdot\dot{S}_\Omega \qquad ;\dot{S}_\Omega=-q_1\operatorname{sgn}(S_\Omega)-k_1\cdot S_\Omega \quad (3\text{-}95)$$

$$V_{att}=\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}\cdot[q_1\operatorname{sgn}(S_\Omega)+k_1\cdot S_\Omega] \qquad ;S_\Omega=(\Omega_{ref}-\Omega_K)-\frac{C}{\tau}\cdot(\Omega_K-\Omega_{K-1}) \quad (3\text{-}96)$$

قبل البدء بتحويل معادلة قانون الجذب من النظام الرقمي إلى الواحدي، سنقوم بتحويل معادلة تابع التبـديل S_Ω إلى النظام الواحدي وذلك بنسب جميع حدود المعادلة إلى سرعة الدوران الأعظمية Ω_{max}:

$$S_{\Omega_u}=\frac{\Omega_{ref}}{\Omega_{\max}}-(1+\frac{C}{\tau})\cdot\frac{\Omega_K}{\Omega_{\max}}+\frac{C}{\tau}\cdot\frac{\Omega_{K-1}}{\Omega_{\max}} \quad\Rightarrow\quad S_{\Omega_u}=\frac{\Omega_{ref}}{\Omega_{\max}}-(1+\frac{C}{\tau})\cdot\Omega_{K_u}+\frac{C}{\tau}\cdot\Omega_{K-1u} \quad (3\text{-}97)$$

بالعودة إلى معادلة قانون الجذب في النظام الرقمي، نقوم باصلاح وتجميع الحدود المتشابهة مع بعضها البعض، فنحصل على العلاقة التالية:

$$V_{att}=\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K}\cdot q_1\operatorname{sgn}(S_\Omega)-(\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K})\Omega_K+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K}\Omega_{K-1}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}\Omega_{ref} \quad (3\text{-}98)$$

نقوم بنسب حدود المعادلة إلى القيمة الأعظمية (الاسمية) لجهد المتحرض فنحصل على العلاقة:

$$\frac{V_{att}}{V_{a_{\max}}}=\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K\cdot V_{a_{\max}}}\cdot q_1\operatorname{sgn}(S_\Omega)-(\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K})\frac{\Omega_K}{V_{a_{\max}}}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K}\frac{\Omega_{K-1}}{V_{a_{\max}}}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}\frac{\Omega_{ref}}{V_{a_{\max}}} \quad (3\text{-}99)$$

نضرب ونقسم كل حد بالقيمة الأعظمية الموافقة له، كما هو مبيّن بالعلاقة:

$$\frac{V_{att}}{V_{a_{\max}}}=\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K\cdot V_{a_{\max}}}\cdot q_1\operatorname{sgn}(S_{\Omega_u})-(\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K})\frac{\Omega_K}{\Omega_{\max}}\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K}\frac{\Omega_{K-1}}{\Omega_{\max}}\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}\frac{\Omega_{ref}}{V_{a_{\max}}} \quad (3\text{-}100)$$

عندئذٍ تعطى المعادلة النهائية المعبرة عن جهد الجذب وفق النظام الواحدي بالعلاقة التالية:

$$\boxed{V_{att_u}=\frac{J\cdot L_a}{C\cdot K\cdot V_{a_{\max}}}\cdot q_1\operatorname{sgn}(S_{\Omega_u})-(\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K})\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}\cdot\Omega_{K_u}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{\tau\cdot K}\frac{\Omega_{\max}}{V_{a_{\max}}}\cdot\Omega_{K-1_u}+\frac{J\cdot L_a\cdot k_1}{C\cdot K}\frac{\Omega_{ref}}{V_{a_{\max}}}} \quad (3\text{-}101)$$

2.11.3. تحويل معادلات التحكم المعبرة عن طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار

أولاً: حلقة تنظيم التيار

كما استنتج سابقاً، تُعطى معادلة التحكم المكافئ الكلية المعبرة عن جهد المتحرض لحلقة تنظيم التيار في مجال الزمن المستمر بالعلاقة (3−74):

$$V^* = V_{eq} + V_{att} = [E + R_a \cdot I_a] + L_a [q_1 \operatorname{sgn}(S_I) + k_1 \cdot (I_{a_{ref}} - I_a)] \qquad (3\text{-}74\text{-}rep)$$

نظراً لأن المعادلة السابقة لا تحتوي على أي حد تفاضلي فإنها تعبر أيضاً عن معادلة التحكم المكافئ الكلية في النظام الرقمي. لتحويل المعادلة السابقة إلى النظام الواحدي، نقوم بتجميع الحدود المتشابهة مع بعضها البعض.

$$V^* = E + (R_a - L_a \cdot k_1) I_a + L_a \cdot k_1 \cdot I_{a_{ref}} + L_a \cdot q_1 \operatorname{sgn}(S_I) \qquad (3\text{-}102)$$

ننسب حدود المعادلة السابقة إلى القيمة الأعظمية (الاسمية) لجهد المتحرض فنحصل على العلاقة:

$$\frac{V^*}{V_{a_{\max}}} = \frac{E}{V_{a_{\max}}} + (R_a - L_a \cdot k_1) \frac{I_a}{V_{a_{\max}}} + L_a \cdot k_1 \cdot \frac{I_{a_ref}}{V_{a_{\max}}} + \frac{L_a \cdot q_1 \operatorname{sgn}(S_I)}{V_{a_{\max}}} \qquad (3\text{-}103)$$

نضرب الحد $(R_a - L_a \cdot k_1) \frac{I_a}{V_{a_{\max}}}$ بـــ $\frac{I_{a_{max}}}{I_{a_{max}}}$ فتصبح العلاقة:

$$\frac{V^*}{V_{a_{\max}}} = \frac{E}{V_{a_{\max}}} + (R_a - L_a \cdot k_1) \frac{I_a}{I_{a_{\max}}} \frac{I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}} + L_a \cdot k_1 \cdot \frac{I_{a_{ref}}}{V_{a_{\max}}} + \frac{L_a \cdot q_1 \operatorname{sgn}(S_{I_u})}{V_{a_{\max}}} \qquad (3\text{-}104)$$

تعطى المعادلة النهائية المعبرة عن الجهد المكافئ وفق النظام الواحدي بالعلاقة التالية:

$$\boxed{V_u^* = E_u + (R_a - L_a \cdot k_1) \cdot I_{a_u} \cdot \frac{I_{a_{\max}}}{V_{a_{\max}}} + L_a \cdot k_1 \cdot \frac{I_{a_{ref}}}{V_{a_{\max}}} + \frac{L_a \cdot q_1 \operatorname{sgn}(S_{I_u})}{V_{a_{\max}}}} \qquad (3\text{-}105)$$

ثانياً: حلقة تنظيم السرعة

نظراً لأن حلقة تنظيم السرعة مبنية وفق طريقة منظمات *PID*، فإنه يمكن الحصول على المكافئ الواحدي لتابع انتقال المنظم التناسبي، وكذلك المنظم التناسبي− التكاملي المشكلين لحلقة تنظـيم السـرعة المدروسـة وذلـك بمراجعة الفصل الثاني من هذا البحث.

ثالثاً: دارة تخمين عزم الحمولة

تُعطى المعادلة الرياضية المعبرة عن عزم الحمولة المخمّن في مجال الزمن المستمر، كما استنتج سابقاً، بالعلاقة (3−59):

$$T_d = K \cdot I_a - J \cdot \dot{\Omega} - F \cdot \Omega \qquad (3\text{-}59\text{-}rep)$$

يمكن كتابة المعادلة السابقة وفق النظام الرقمي بالعلاقة:

$$T_d = K \cdot I_a - J \cdot (\frac{\Omega_K - \Omega_{K-1}}{\tau}) - F \cdot \Omega_K \qquad (3\text{-}106)$$

لتحويل المعادلة من النظام الرقمي إلى النظام الواحدي، نقوم بتجميع الحدود المتشابهة مع بعضها البعض.

$$T_d = K \cdot I_a - (\frac{J}{\tau} + F) \cdot \Omega_K + \frac{J}{\tau} \Omega_{K-1} \qquad (3\text{-}107)$$

ننسب حدود المعادلة السابقة إلى القيمة الأعظمية (الاسمية) للعزم الكهرومغناطيسي فنحصل على العلاقة:

$$\frac{T_d}{T_{em_{\max}}} = K \cdot \frac{I_a}{T_{em_{\max}}} - (\frac{J}{\tau} + F) \cdot \frac{\Omega_K}{T_{em_{\max}}} + \frac{J}{\tau} \frac{\Omega_{K-1}}{T_{em_{\max}}} \qquad (3\text{-}108)$$

نضرب ونقسم كل حد في المعادلة السابقة بالقيمة الأعظمية الموافقة له، فتصبح العلاقة:

$$\frac{T_d}{T_{em_{\max}}} = K \cdot \frac{I_a}{I_{a_{\max}}} \frac{I_{a_{\max}}}{T_{em_{\max}}} - (\frac{J}{\tau} + F) \cdot \frac{\Omega_K}{\Omega_{\max}} \frac{\Omega_{\max}}{T_{em_{\max}}} + \frac{J}{\tau} \frac{\Omega_{K-1}}{\Omega_{\max}} \frac{\Omega_{\max}}{T_{em_{\max}}} \qquad (3\text{-}109)$$

تعطى المعادلة النهائية المعبرة عن عزم الحمولة المخمن وفق النظام الواحدي بالعلاقة التالية:

$$\boxed{T_{d_u} = K \cdot \frac{I_{a_{max}}}{T_{em_{max}}} \cdot I_{a_u} - (\frac{J}{\tau} + F) \cdot \frac{\Omega_{max}}{T_{em_{max}}} \cdot \Omega_{K_u} + \frac{J}{\tau} \frac{\Omega_{max}}{T_{em_{max}}} \cdot \Omega_{K-1_u}} \qquad (3\text{-}110)$$

12.3. خلاصة

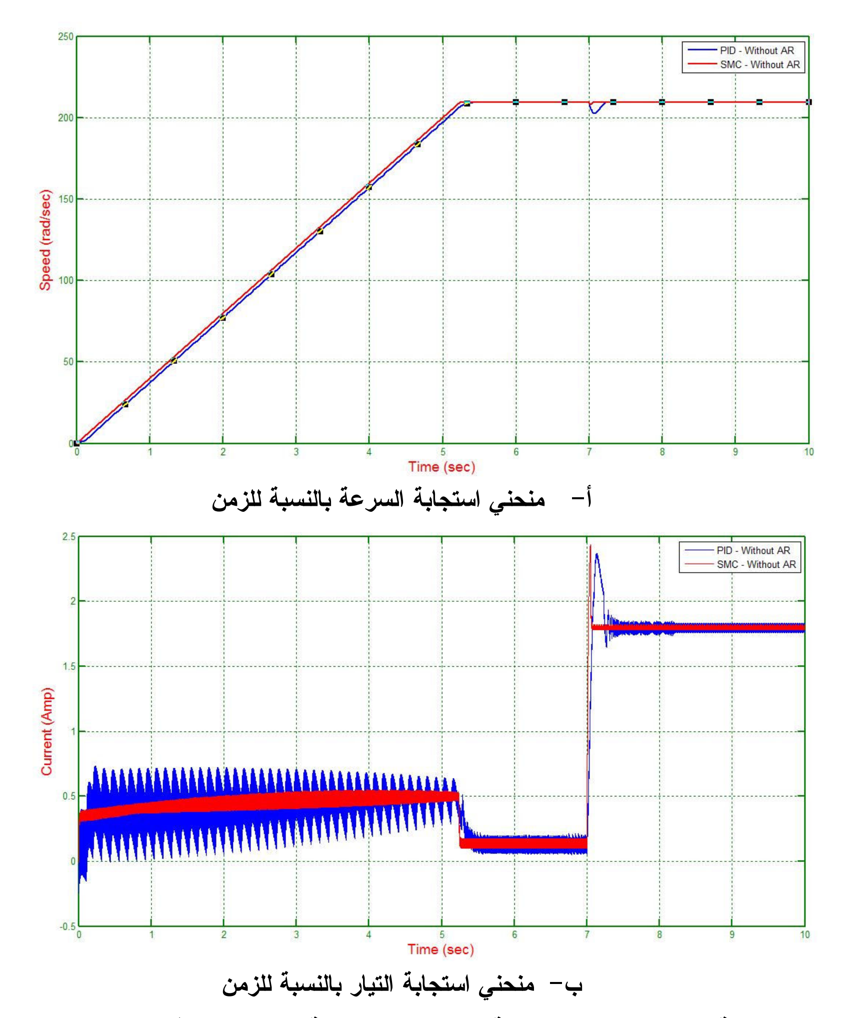
بعد تصميم منظومتي تحكم بسرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل وفق طريقتـــي منظمـــات *PID* وخوارزمية *SMC* كلٌ على حدة، فإنه من الضروري الآن مقارنة أداء كلا الخوارزميتين بهدف التعرف على الطريقة الأفضل بينهما.

أ- تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار

بالعودة إلى طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار وفق خوارزمية منظمات *PID*، حصلنا علـــى الاســـتجابة الأفضل عند تنظيم السرعة بدون أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار، بينما تبين لنا عند دراسة طريقة تنظيم السرعة بدون تنظيم التيار وفق خوارزمية النمط الانزلاقي أن منحنيات الاستجابة عند أخذ رد فعل المتحـــرض بعين الاعتبار أو إهماله كانت متطابقة. لذلك تم مقارنة منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار بين طريقـــة تنظيم السرعة بدون تيار مع إهمال رد فعل المتحرض وفق خوارزمية منظمات *PID* مع طريقة تنظيم السرعة بدون تيار مع إهمال رد فعل المتحرض وفق خوارزمية النمط الانزلاقي- منظومة التحكم المكافئ، كما هو مبيّن بالشكل (3-25). نستنتج من مقارنة منحنيات الاستجابة ما يلي:

1. سرعة استجابة منحني السرعة وفق خوارزمية *SMC* أكبر منها مقارنة مع طريقة منظمات *PID*.
2. مقدار اهتزاز التيار الناتج عن وجود المبدلة أقل في خوارزمية *SMC* مقارنة مـــع طريقـــة منظمـــات *PID*.
3. عند تطبيق الحمولة الكاملة على المحرك في اللحظة *t=7sec*، فإن مقدار انخفـــاض الســـرعة وفـــق خوارزمية *SMC* أقل منه مقارنة مع طريقة منظمات *PID* .
4. تيارالحمولة يعود إلى قيمته الاسمية بسرعة أكبر وفق خوارزمية *SMC* وذلك بعد الإرتفـــاع الكبيـــر والمفاجئ الذي يطرأ عليه عند التحميل الكامل.

نخلص مما سبق إلى أن خوارزمية النمط الانزلاقي قدمت أداءً أفضل مقارنة مع طريقة منظمات *PID* وذلـــك عند تنظيم سرعة المحرك بدون تنظيم التيار.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

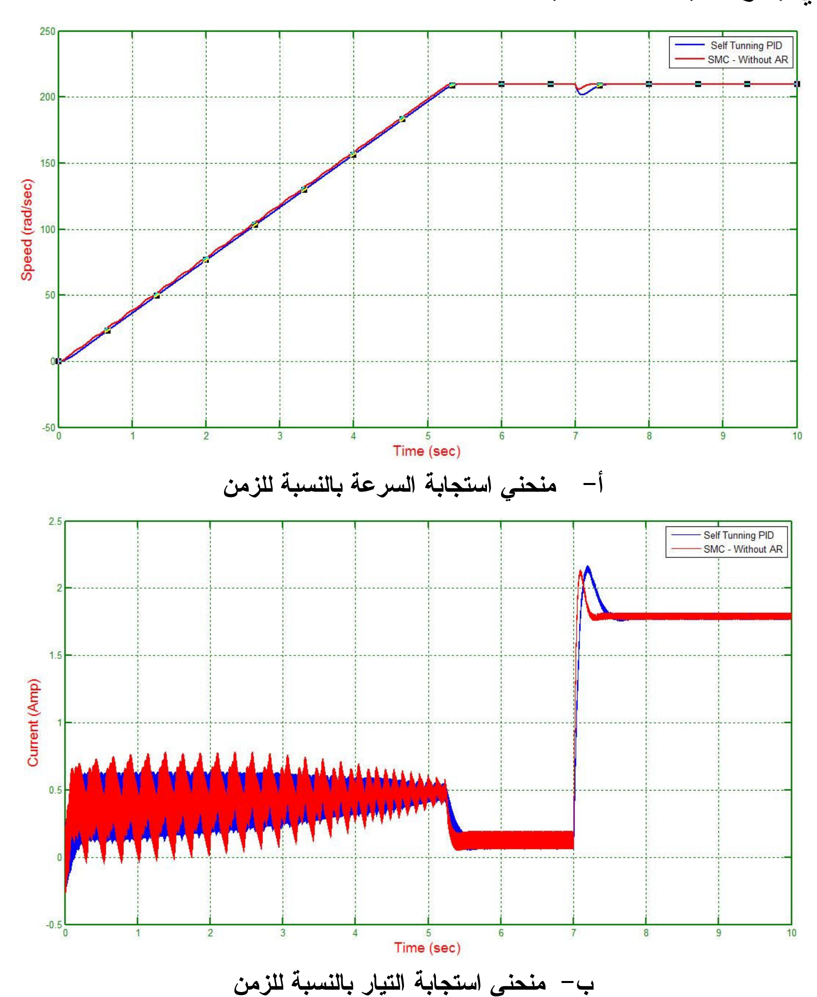
الشكل (3-25): المقارنة بين منحنيات الاستجابة عند تنظيم السرعة بدون تيار وفق خوارزمتي *PID* و *SMC*

ب- تنظيم السرعة مع تنظيم التيار

بالعودة إلى طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق خوارزمية منظمات *PID*، تبين أن الاستجابة المثلى للنظام تتحقق عند تنظيم السرعة مع أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وفق مبدأ المعايرة الآنية لمنظمات *PID*، بينما لوحظ عند دراسة طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق خوارزمية النمط الانزلاقي أن منحنيات الاستجابة عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار أو إهماله كانت متطابقة، لذلك تم مقارنة منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار بين طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وفق مبدأ المعايرة الآنية لمنظمات *PID* مع طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار عند إهمال رد فعل المتحرض وفق خوارزمية النمط الانزلاقي- منظومة التحكم المكافئ، كما هو مبيّن بالشكل (3-26). نستنتج من مقارنة منحنيات الاستجابة ما يلي:

1. سرعة استجابة منحني السرعة وفق خوارزمية *SMC* أكبر منها مقارنة مع طريقة منظمات *PID*.
2. مقدار اهتزاز التيار الناتج عن وجود المبدلة أكبر في خوارزمية *SMC* مقارنة مع طريقة منظمات *PID*.
3. عند تطبيق الحمولة الكاملة على المحرك في اللحظة *t=7sec*، فإن مقدار انخفاض السرعة وفق خوارزمية *SMC* أقل منه مقارنة مع طريقة منظمات *PID*.

4. تيارالحمولة يعود إلى قيمته الاسمية بسرعة أكبر وفق خوارزمية *SMC* وذلك بعد الإرتفـــاع الكبيـــر والمفاجئ الذي يطرأ عليه عند التحميل الكامل.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (3-26): المقارنة بين منحنيات الاستجابة عند تنظيم السرعة مع تنظيم التيار وفق خوارزمتي *PID* و*SMC*

نخلص مما سبق إلى أن خوارزمية النمط الانزلاقي *SMC* قدمت أداءً أفضل مقارنة مع طريقة منظمـــات *PID* وذلك عند تنظيم سرعة المحرك مع تنظيم التيار.

الفصل الرابع

دراسة استقرار منظومة التحكم

1.4. مقدمة

تم التعرف في الفصول السابقة على كيفية بناء نظام للتحكم بسرعة محرك التيار المستمر اعتماداً على كل من طريقة منظمات *PID* وطريقة خوارزمية النمط الانزلاقي *SMC*، ومن ثم أجريت المقارنة بين نظامي التحكم، حيث لوحظ أن خوارزمية النمط الانزلاقي تمتاز بعدم تأثرها الكبير بالتغيرات الناتجة عن رد فعل المتحرض، كما أنها ساعدت على تحسين الاستجابة الزمنية لكل من السرعة والتيار مقارنة مع طريقة منظمات *PID*.

لإستكمال الدراسة السابقة كان لا بد من التحقق من استقرار نظام التحكم الأمثل ضمن شروط التشغيل المختلفة، وخاصةً عند تغير المعاملات الداخلية للمحرك، كمقاومة المتحرض وعزم العطالة، لذلك وقع الاختيار على دراسة استقرار منظومة التحكم بسرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل مع تنظيم التيار.

تتألف المنظومة المراد دراستها من حلقتين:

أ- حلقة تنظيم التيار: تمثل الحلقة الداخلية في نظام التحكم، وهي مبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي.

ب- حلقة تنظيم السرعة: تمثل الحلقة الخارجية في نظام التحكم، وهي مبنية وفق طريقة منظمات *PID*.

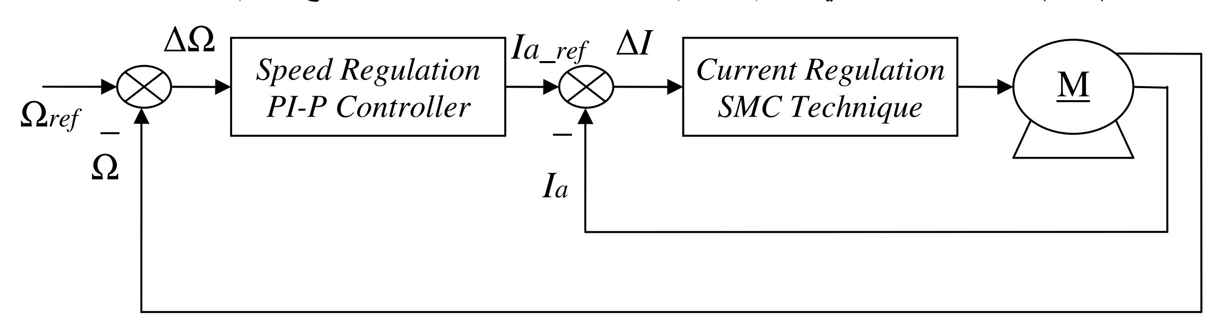
تُقسم عملية دراسة استقرار النظام إلى مرحلتين:

- المرحلة الأولى: يتم فيها دراسة استقرار النظام عند الزيادة الخطية لمقاومة المتحرض بمقدار 50% من قيمتها الاسمية.
- المرحلة الثانية: يتم فيها دراسة استقرار النظام عند تعرض عزم عطالة المحرك لزيادة مفاجئة بمقدار 100% من قيمته الاسمية.

في كلتا المرحلتين تم الاعتماد في تحليل استقرار النظام على طريقة توضع أقطاب الحلقة المغلقة للنظام في المستوي العقدي، كما تم رسم منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار لحالة تغير كل من مقاومة المتحرض وعزم العطالة.

2.4. دراسة طريقة تحليل استقرار النظام

يبين الشكل (4-1) المخطط الصندوقي لنظام التحكم بسرعة محرك التيار المستمر مع تنظيم التيار.



الشكل (4-1): المخطط الصندوقي العام لدارة تنظيم السرعة مع تنظيم التيار

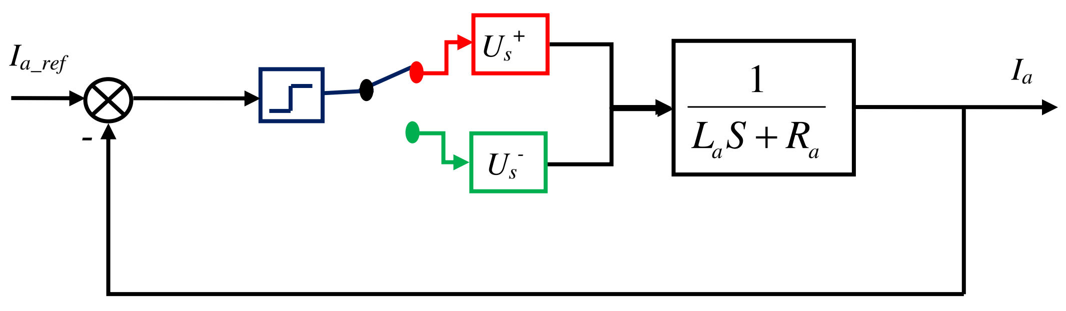
لتحديد أماكن توضع أقطاب النظام في الحلقة المغلقة، لا بد أولاً من إيجاد تابع الانتقال الكلي لجملة التحكم. بالتدقيق في منظومة التحكم نلاحظ أن حلقة تنظيم التيار مبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي والتي تمثل نظام

تحكم متقطع، حيث أن قيمة خرج حلقة التيار ستتراوح بين قيمتين مختلفتين لـ U: $U_s^+ = +220$ و $U_s^- = -220$ وذلك تبعاً لقيمة الدخل، بينما حلقة تنظيم السرعة فمبنية وفق طريقة منظمات PID والتي تمثل نظام تحكم مستمر. يتضح مما سبق أن جملة التحكم المدروسة تملك تابعي انتقال:

تابع الانتقال الأول عند $U_s = U_s^+ = +220$.

وتابع الانتقال الثاني عند $U_s = U_s^- = -220$.

يبين الشكل (4-2) المخطط الصندوقي الممثل للحلقة الداخلية لتنظيم التيار.

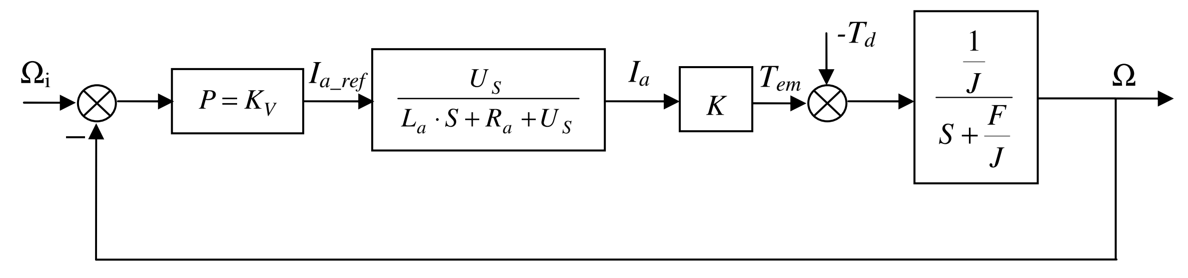


الشكل (4-2): المخطط الصندوقي لحلقة تنظيم التيار

يُعطى تابع الانتقال العام لحلقة تنظيم التيار وفق العلاقة التالية:

$$\frac{I_a}{I_{a_ref}} = \frac{U_s}{L_a S + R_a + U_s} \qquad (4\text{-}1)$$

قبل اختيار طبيعة منظمات حلقة السرعة سيتم رسم المخطط الصندوقي المعبر عن الحلقة الداخلية لتنظيم السرعة والذي يتضمن تابع انتقال حلقة تنظيم التيار مع تابع الانتقال الذي يربط بين السرعة والعزم.



الشكل (4-3): المخطط الصندوقي للحلقة الداخلية لتنظيم السرعة

من الشكل السابق نجد أن تابع الانتقال هو من المرتبة الثانية، لذلك يُضاف المنظم التناسبي P في البداية للحصول على قطبين حقيقيين متماثلين ($\xi = 1$).

من المخطط الصندوقي نجد أن تابع الانتقال للحلقة الداخلية لتنظيم السرعة يُعطى بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{\dfrac{K_V \cdot K \cdot U_s}{L_a \cdot S + R_a + U_s} \cdot \dfrac{1/J}{S + F/J}}{1 + \dfrac{K_V \cdot K \cdot U_s / J}{(L_a \cdot S + R_a + U_s)(S + F/J)}} \qquad (4\text{-}2)$$

بإعادة كتابة العلاقة السابقة بعد تجميع الحدود والاصلاح، نجد:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i}=\frac{\dfrac{K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{S^2+(\dfrac{F}{J}+\dfrac{R_a+U_s}{L_a})S+\dfrac{(R_a+U_s)\cdot F+K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}} \tag{4-3}$$

تُحسب قيمة ω_{n1} من أجل $\xi = 1$:

$$2.\xi.\omega_{n1}=\frac{F}{J}+\frac{R_a+U_s}{L_a} \qquad \Rightarrow \qquad \omega_{n1}=0.5\cdot(\frac{F}{J}+\frac{R_a+U_s}{L_a}) \tag{4-4}$$

$$\omega_{n1}^2=\frac{(R_a+U_s)\cdot F+K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J} \tag{4-5}$$

ومن ثم تُحسب قيمة K_V كما يلي:

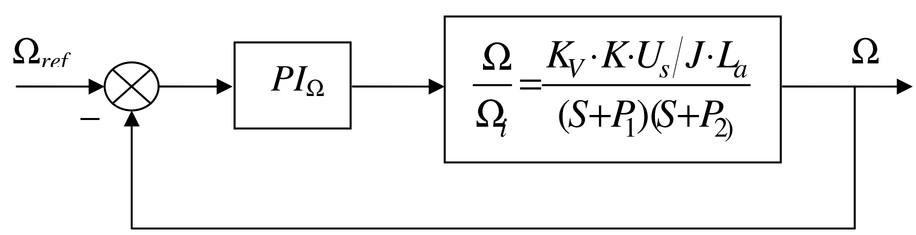
$$K_V=\frac{L_a\cdot J\cdot\omega_{n1}^2-(R_a+U_s)\cdot F}{K\cdot U_s} \tag{4-6}$$

يُكتب تابع الانتقال للحلقة الداخلية لتنظيم السرعة من أجل $\xi = 1$ وفق العلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_i}=\frac{\dfrac{K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{(S+P_1)(S+P_2)} \tag{4-7}$$

حيث : $P_1 = P_2 = \omega_{n1}$

الآن يتم اختيار المنظم من النوع PI في الحلقة الخارجية لتنظيم السرعة وذلك لنفس الأسباب المذكورة عند دراسة وتحليل طريقة تنظيم السرعة مع تنظيم للتيار. يبين الشكل (4-4) المخطط الصندوقي للحلقة الخارجية لتنظيم السرعة:



الشكل (4-4): المخطط الصندوقي للحلقة الخارجية لتنظيم السرعة

بفرض أن: $P_1=\dfrac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}}=\omega_{n1}$

يُعطى تابع انتقال حلقة التحكم المفتوحة بالعلاقة:

$$\left(\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}\right)_{Open}=\frac{K_{P-\Omega}\cdot(S+\dfrac{K_{I-\Omega}}{K_{P-\Omega}})}{S}\cdot\frac{\dfrac{K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{(S+P_1)(S+P_2)}=\frac{K_{P-\Omega}\cdot(S+P_1)}{S}\cdot\frac{\dfrac{K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{(S+P_1)(S+P_2)} \tag{4-8}$$

$$\boxed{\left(\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}\right)_{Open}=\frac{\dfrac{K_{P-\Omega}\cdot K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{S^2+P_2\cdot S}} \tag{4-9}$$

أما تابع انتقال الحلقة المغلقة لجملة التحكم فيكتب وفق المعادلة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{\dfrac{K_{P-\Omega}\cdot K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}}{S^2+P_2\cdot S+\dfrac{K_{P-\Omega}\cdot K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J}} \qquad (4\text{-}10)$$

باختيار $\xi = 0.7$، يمكن حساب ثوابت المنظم التناسبي– التكاملي PI_{Ω} كما يلي:

$$2.\xi.\omega_{n2}=P_2 \Rightarrow \omega_{n2}=\frac{P_2}{1.4}=\frac{\omega_{n1}}{1.4} \qquad (4\text{-}11)$$

بما أن:

$$\omega_{n2}^2=\frac{K_{P-\Omega}\cdot K_V\cdot K\cdot U_s}{L_a\cdot J} \qquad (4\text{-}12)$$

عندئذٍ تُحسب قيمة الثابت $K_{P\text{-}\Omega}$ من العلاقة:

$$K_{P-\Omega}=\frac{\omega_{n2}^2.J.L_a}{K.K_V.U_s} \qquad (4\text{-}13)$$

أخيراً، تُعطى قيمة المعامل $K_{I\text{-}\Omega}$ بالعلاقة:

$$K_{I-\Omega}=K_{P-\Omega}.\omega_{n1} \qquad (4\text{-}14)$$

من الجدير بالذكر أنه يجب حساب قيم معاملات منظمات التحكم المختلفة من أجل كلا قيمتي U_s، ومن ثم يتم تعويض قيم هذه المعاملات بالمعادلة (4–10) لإيجاد كلا تابعي انتقال جملة التحكم المدروسة.

يُعطى تابع انتقال جملة التحكم عند U_s=220 بالعلاقة التالية:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{591}{S^2+504.81\cdot S+591} \qquad (4\text{-}15)$$

بينما يُعطى تابع انتقال الجملة عند U_s=-220 بالعلاقة:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{-473.18}{S^2-451.7\cdot S-473.18} \qquad (4\text{-}16)$$

لإيجاد تابع الانتقال الكلي المعبر عن جملة التحكم المتقطع، فإنه لا بد أولاً من تحويل كلا تابعي الانتقال الجزئيين إلى صيغة معادلات فراغ الحالة التالية:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t)&=Ax(t)+Bu(t)\\ y(t)&=Cx(t)+Du(t)\end{aligned} \qquad (4\text{-}17)$$

حيث A: مصفوفة الحالة للنظام.

B: مصفوفة الدخل للنظام.

C: مصفوفة الخرج للنظام.

D: مصفوفة الدخل المباشر.

$x(t)$: شعاع الحالة.

$u(t)$: دخل النظام.

$y(t)$: خرج النظام.

تُعطى قيم مصفوفات معادلة فراغ الحالة عند U_s=220 كما يلي:

$$A=\begin{bmatrix}-504.81 & -591\\ 1 & 0\end{bmatrix} \quad (4\text{-}18)$$

$$B=\begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix} \quad (4\text{-}19)$$

$$C=\begin{bmatrix}0 & 591\end{bmatrix} \quad (4\text{-}20)$$

$$D=0 \quad (4\text{-}21)$$

بينما تُعطى قيم مصفوفات فراغ الحالة عند U_s=-220 كالتالي:

$$A=\begin{bmatrix}451.7 & 473.18\\ 1 & 0\end{bmatrix} \quad (4\text{-}22)$$

$$B=\begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix} \quad (4\text{-}23)$$

$$C=\begin{bmatrix}0 & -473.18\end{bmatrix} \quad (4\text{-}24)$$

$$D=0 \quad (4\text{-}25)$$

لإيجاد معادلة فراغ الحالة الكلية لجملة التحكم المتقطع، يتم حساب محصلة معادلتي فراغ الحالة الجزئيتين وذلك عن طريق إيجاد مجموع قيم مصفوفات فراغ الحالة المتماثلة كلٌ على حدة. أخيراً، نحصل على معادلة تابع الانتقال الكلي لجملة التحكم المتقطع بتحويل معادلة الحالة الكلية إلى صيغة تابع الانتقال من جديد. عندئذٍ تُعطى معادلة تابع الانتقال الكلي لجملة التحكم بالعلاقة:

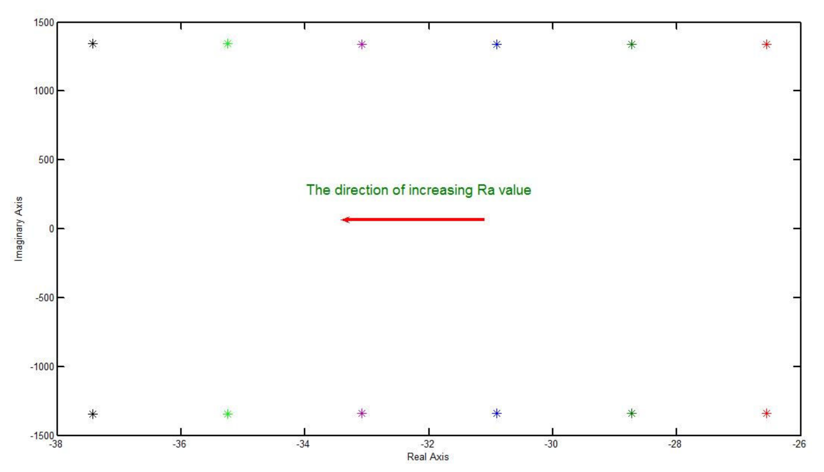
$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}=\frac{471.25}{S^2+53.11\cdot S+235.62} \quad (4\text{-}26)$$

انطلاقاً من تابع الانتقال الكلي الناتج من عملية التحويل السابقة تم دراسة توضع أقطاب النظام.

يُقال عن نظام تحكم أنه مستقر إذا كانت قيم جميع أقطاب جملة التحكم المغلقة واقعة في النصف الأيسر من المستوي S، أي أن جميع الأقطاب ذات قسم حقيقي سالب، بمعنى آخر يمكن القول أن استقرار الأنظمة الخطية يعتمد على توضع أقطاب النظام في الحلقة المغلقة في المستوي العقدي، وبالتالي عندما يكون ربح النظام في الحلقة المفتوحة متغيراً، فإن مواقع أقطاب النظام في الحلقة المغلقة تتغير بتغير ربح النظام في الحلقة المفتوحة [16].

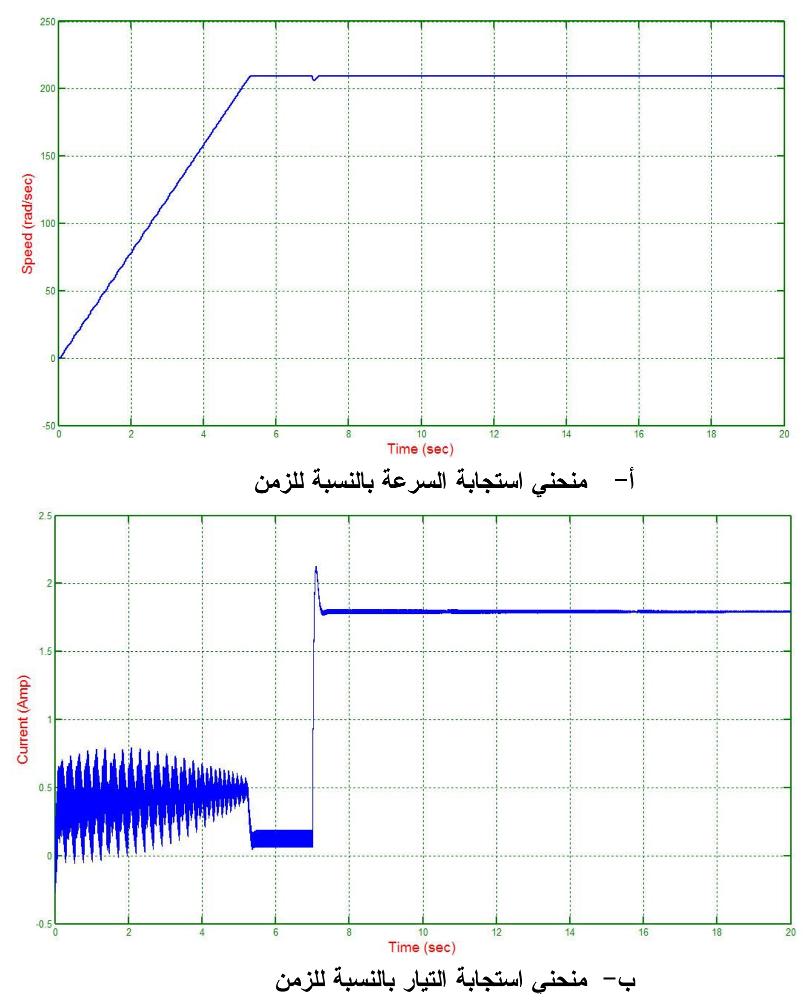
3.4. دراسة استقرار نظام التحكم عند تغير مقاومة المتحرض

بفرض أن مقاومة المتحرض تزداد بشكل تدريجي وخطي بمقدار 50% من قيمتها الاسمية وبمعدل زيادة دوري مقداره واحد أوم وذلك بدءاً من لحظة التشغيل (t=4sec)، انطلاقاً من علاقة تابع الانتقال الكلي للنظام المدروس يمكن رسم أماكن توضع أقطاب جملة التحكم. يبين الشكل (4−5) تغير توضع أقطاب تابع انتقال جملة التحكم مع زيادة قيمة R_a، يُلاحظ أن جميع الأقطاب تمتلك قسم حقيقي سالب، مما يشير إلى محافظة نظام التحكم على استقراره رغم زيادة قيمة مقاومة المتحرض.



الشكل (4-5): توضع أقطاب تابع انتقال جملة التحكم مع زيادة قيمة مقاومة المتحرض

من ناحية أخرى، يبين الشكل (4-6) منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار المعبرة عن حالة الازدياد الخطي لمقاومة المتحرض بمقدار 50% من قيمتها الاسمية.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن

ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

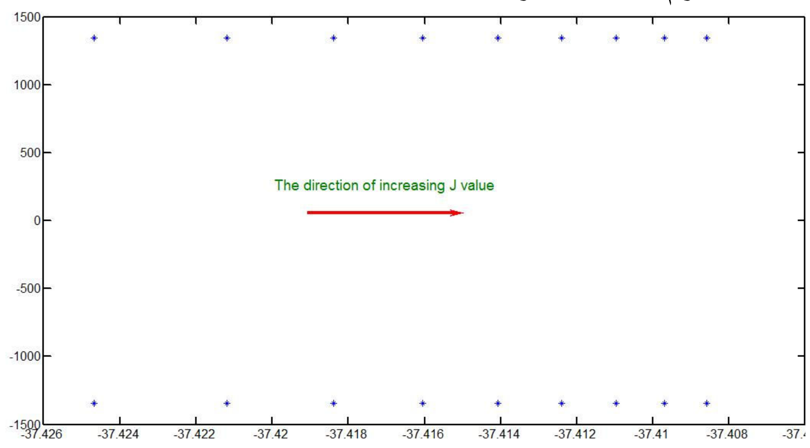
الشكل (4-6): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند زيادة مقاومة المتحرض بمقدار50%

بالنظر إلى منحنيات الاستجابة السابقة نجد أن نظام التحكم قد حافظ على سرعة المحرك عند القيمة المرجعية رغم ازدياد مقاومة المتحرض، بالإضافة إلى أن تيار المتحرض لم يتجاوز حدوده الاسمية المسموحة.

4.4. دراسة استقرار نظام التحكم عند تغير عزم عطالة المحرك

بفرض أن عزم عطالة المحرك يزداد بمقدار 100% من قيمته الاسمية على شكل قفزة، انطلاقاً من علاقة تابع الانتقال الكلي للنظام المدروس يمكن رسم أماكن توضع أقطاب جملة التحكم.

يبين الشكل (4-7) تغير توضع أقطاب تابع انتقال جملة التحكم عند ازدياد قيمة عزم العطالة J بمقدار 100% من قيمته الاسمية. نلاحظ أن جميع الأقطاب تمتلك قسم حقيقي سالب، مما يشير إلى محافظة نظام التحكم على استقراره رغم زيادة قيمة عزم عطالة المحرك.

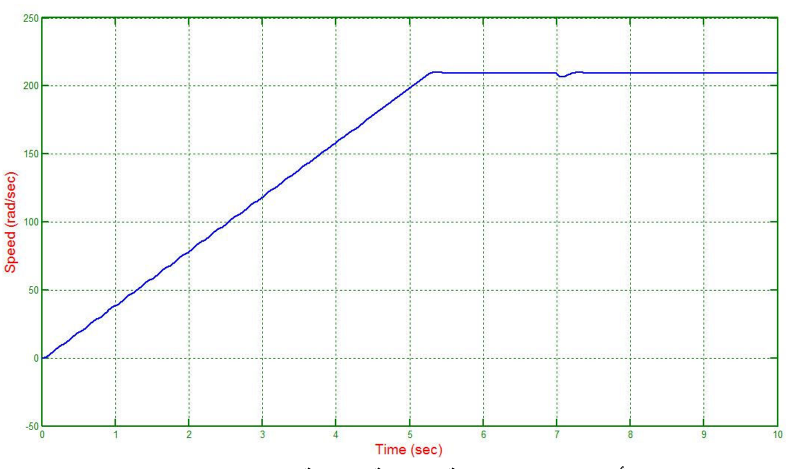


الشكل (4-7): توضع أقطاب تابع انتقال جملة التحكم مع زيادة قيمة عزم العطالة

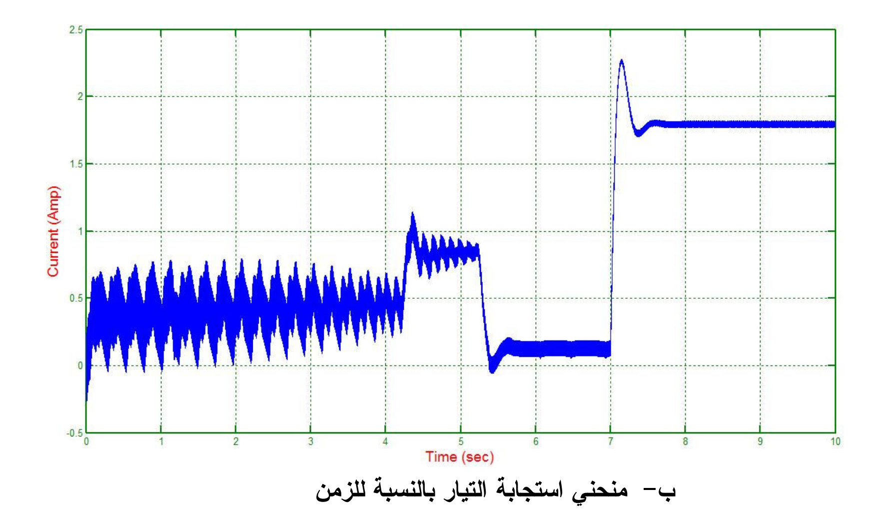
أما الشكل (4-8) فيبين منحنيات الاستجابة لكل من السرعة والتيار المعبرة عن حالة الازدياد المفاجئ لعزم عطالة المحرك بمقدار 100% من قيمته الاسمية وبشكل قفزة عند لحظة التشغيل (t=4sec).

بالنظر إلى منحنيات الاستجابة نجد أن نظام التحكم قد حافظ على سرعة المحرك عند القيمة المرجعية رغم الازدياد المفاجئ لعزم العطالة، بالإضافة إلى أن تيار المتحرض لم يتجاوز حدوده الاسمية المسموح بها.

يُستنتج مما سبق أن النظام المدروس للتحكم بسرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل مع تنظيم التيار هو نظام مستقر وقابل للعمل ضمن ظروف التشغيل المختلفة، كما يُلاحظ مناعة النظام ضد تغير المعاملات الداخلية للمحرك.



أ- منحني استجابة السرعة بالنسبة للزمن



ب- منحني استجابة التيار بالنسبة للزمن

الشكل (4-8): منحنيات استجابة السرعة والتيار عند زيادة عزم عطالة المحرك على شكل قفزة بمقدار 100%

الفصل الخامس

البناء الرقمي لخوارزميتيّ قيادة لتنظيم التيار في محرك تيار مستمر ضمن شرائح *FPGA*

1.5. مقدمة

في عصرنا الحالي ظهرت أنواع مختلفة من الشرائح المتكاملة القابلة للبرمجة والتي يمكن استخدامها في أنظمة القيادة الرقمية، بدءاً من المتحكمات الصغرية *Microcontroller* (تعرف أيضاً بالمعالجات ذات الأغراض العامة)، مروراً بمعالجات الإشارة الرقمية *Digital Signal Processor (DSP)* ووصولاً إلى شرائح المصفوفات القابلة للبرمجة *FPGA*.

إن اختيار الشريحة المناسبة للتطبيق المطلوب يعتمد على جملة من المعايير، فمثلاً عندما تتطلب خوارزمية التحكم القيام بعمليات رياضيّة معقدة بالفاصلة العائمة، فإن اختيار معالج إشارة رقمي *DSP* يمكن برمجته لأكثر من مرة باستخدام لغة *C* أو أي لغة أخرى عالية المستوى يكون هو الحل الأنسب، أما عندما لا تتطلب منظومة التحكم العمل عند سرعات عالية، وتكون الحاجة ماسة للحصول على منظومة عمل منخفضة الثمن، فإن اختيار المتحكمات الصغرية *Microcontroller* يكون هو الخيار الأفضل. أخيراً عندما يحتاج المصمم إلى منظومة ذات أداء عالي وتوافقية بنيوية جيدة وقادرة على العمل عند سرعات كبيرة فإن شريحة المصفوفات القابلة للبرمجة *FPGA* ستكون هي الحل الأمثل، حيث تمتاز هذه الشريحة بمرونتها وقابلية إعادة برمجتها.

إن الغاية من هذا الفصل هو تصميم وبناء نظام قيادة رقمي بالاعتماد على شرائح *FPGA* لتنظيم التيار(العزم) في محرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل وفق خوارزميتي تحكم. تعتمد الخوارزمية الأولى على طريقة منظمات *PID* الكلاسيكية، بينما تعتمد الطريقة الثانية على نظرية التحكم الانزلاقي *Sliding Mode Control*، حيث تم بناء النظام الرقمي وفق كل خوارزمية على حدة. تعتمد كلتا الخوارزميتين المذكورتين على مرحلة وسيطة لإنتاج نبضات التحكم اللازمة لقالبة الجهد، وهي مرحلة تعديل عرض النبضة *PWM* (مقارنة إشارة الجهد المرجعية مع إشارة مثلثية حاملة).

لبيان كيفية بناء كلتا الخوارزميتين ضمن شريحة *FPGA* قدمنا شرحاً تفصيلياً عن خطوات التصميم الرقمي لكل منهما. دُعِّم هذا العمل بنتائج تمثيلية تم الحصول عليها باستخدام بيئة *MATLAB−SIMULINK*، وبنتائج عملية أجريت على منصة التجارب البحثية في مخبر القيادة الكهربائية. وضحت النتائج المستخلصة مدى أهمية استخدام شرائح *FPGA* في بناء خوارزميات أنظمة القيادة الرقمية.

2.5. مفهوم طريقة تعديل عرض النبضة *PWM*

نظراً لأن كلتا الخوارزميتين المستخدمتين تعتمدان على طريقة تعديل عرض النبضة لإنتاج نبضات التحكم اللازمة لقالبة الجهد، كان لا بد من توضيح مبدأ عمل هذه الطريقة.

إن الغاية من طريقة تعديل عرض النبضة هي تطبيق قيمة وسطية للجهد V_{av} على خرج المبدلة خلال دور التقطيع T_{PWM} مساوٍ للقيمة المرجعية للجهد V^*. يبين الشكل (5−1) مبدأ العمل لهذه الطريقة من أجل قالبة جهد أحادية الطور (تحوي أربعة ترانزستورات)، حيث أن t_{on} و t_{off} يعبران على التوالي عن زمن وصل وفصل

الترانزستور، بمعنى آخر الزمن الذي تقضيه الإشارة C_H على مستوى الصفر المنطقي والزمن الذي تقضيه الإشارة C_H على مستوى الواحد المنطقي، أما $V^*[k]$ فيعبر عن الجهد المرجعي المطلوب خلال دور واحد من الإشارة الحاملة T_{PWM} [5].

تكون الإشارة C_H على مستوى الواحد المنطقي عندما تكون الإشارة المرجعية للجهد أكبر من الإشارة الحاملة وعلى مستوى الصفر المنطقي عندما تكون الإشارة المرجعية أصغر من الإشارة الحاملة. خلال فترة دور واحد من الإشارة الحاملة T_{PWM} تُعطى علاقة القيمة الوسطية للجهد كما يلي:

$$V_{av}[k] = \frac{1}{T_{PWM}} \int_{kT_{PWM}}^{(k+1)T_{PWM}} V(t)dt \qquad (5\text{-}1)$$

الشكل (5−1): (a) الدارة العملية لطريقة تعديل عرض النبضة، (b) مبدأ عمل طريقة تعديل عرض النبضة

بالنظر إلى الشكل (5−1) وباستخدام العلاقة (5−1) يمكن كتابة الجهد الوسطي بالعلاقة التالية:

$$V_{av}[k] = \frac{1}{T_{PWM}}(Ut_{on}[k] - Ut_{off}[k]) = \frac{U}{T_{PWM}}(2t_{on}[k] - T_{PWM}) = U(2\frac{t_{on}}{T_{PWM}} - 1) \qquad (5\text{-}2)$$

أما معدل التشغيل α_H خلال الدور T_{PWM} فيعبر عنه بالعلاقة:

$$\alpha_H[k] = \frac{1}{T_{PWM}} \int_{kT_{PWM}}^{(k+1)T_{PWM}} C_H(t)dt = \frac{t_{on}}{T_{PWM}} \qquad (5\text{-}3)$$

باستخدام المعادلتين (5−2) و(5−3)، يمكن التعبير عن القيمة الوسطية للجهد كتابع لمعدل التشغيل α_H كما يلي:

$$V_{av}[k] = U(2\alpha_H[k] - 1) \qquad (5\text{-}4)$$

من ناحية أخرى، بتطبيق نظرية تالس على المثلث المشكل من قمم الإشارة الحاملة (الشكل(5−1−b)) يمكننا إيجاد العلاقة التي تربط بين الجهد المرجعي $V^*[k]$ خلال دور T_{PWM} كتابع لمعدل التشغيل $\alpha_H[k]$ كما هو موضح بالعلاقة التالية:

$$\frac{U - V^*[k]}{2U} = \frac{t_{off}}{T_{PWM}} = \frac{T_{PWM} - t_{on}}{T_{PWM}} \rightarrow V^*[k] = U(2\alpha_H[k] - 1) \qquad (5\text{-}5)$$

إذاً، يمكن أن نقول من خلال النظر إلى الاستنتاجات السابقة بأن طريقة تعديل عرض النبضة تولد من أجل قيمة معطاة للجهد المرجعي، معدل تشغيل α_H حسب العلاقة التالية:

$$\alpha_H[k] = \frac{V^*[k]}{2U} + \frac{1}{2} \qquad (5\text{-}6)$$

بالتالي، حسب العلاقتين (5−3) و(5−4) تمكننا طريقة تعديل عرض النبضة من توليد، خلال كل دور من أدوار الإشارة الحاملة، معدل تشغيل α_H بحيث تتحقق العلاقة التالية:

$$V^*[k] = V_{av}[k] \qquad (5\text{-}7)$$

توضح العلاقة الأخيرة بصورة جلية الغاية من طريقة تعديل عرض النبضة *PWM*، بالطبع يجب أن تُحقق قيم معدل التشغيل α_H العلاقة التالية:

$$0 \le \alpha_H[k] \le 1 \qquad (5\text{-}8)$$

بالأخذ بعين الاعتبار العلاقة (5–8) نجد من الضرورة أن تكون قيم الجهود المرجعية محصورة بين القيمتيين U- وU+. إذاً، القيم الوسطية التي يمكن أن تنتجها المبدلة الترانزستورية حسب طريقة تعديل عرض النبضة ستكون محصورة أيضاً ضمن القيمتين U- وU+.

تجدر الإشارة إلى أنه من أجل الحصول على العلاقة (5–7) وتحقيق العلاقة (5–8) فإن مطال الإشارة الحاملة (الإشارة المثلثية) يجب أن يكون أيضاً محصوراً بين القيمتين U- و U+.

بالأخذ بعين الاعتبار العلاقتين (5–4) و(5–6) يمكن استنتاج الحالات الحدية التالية:

$$if \quad V^*[k] = +U \longrightarrow \alpha_H[k] = 1 \longrightarrow V_{av}[k] = +U$$

$$if \quad V^*[k] = -U \longrightarrow \alpha_H[k] = 0 \longrightarrow V_{av}[k] = -U$$

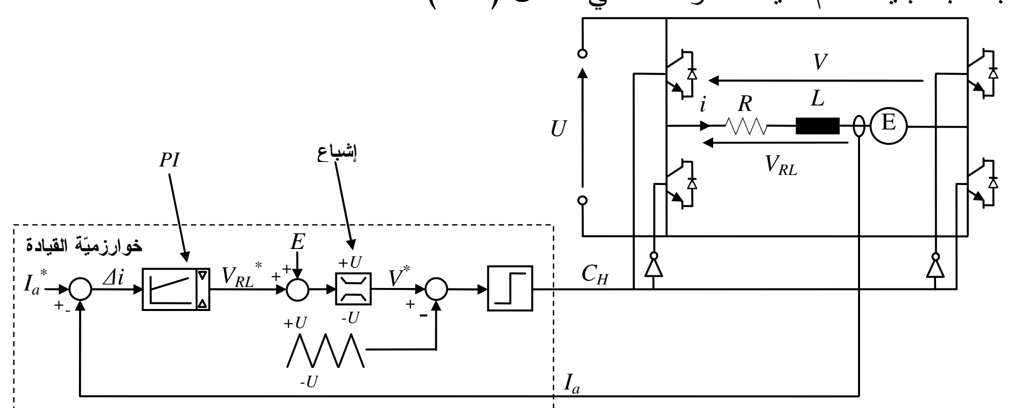
3.5. تنظيم التيار باستخدام منظم *PI* [17]

سيتم التطرق في هذه الفقرة إلى تنظيم تيار حمل *RLE* مغذى من مبدلة باستخدام المنظم التناسبي– التكاملي. يبين الشكل (5–2) مبدأ العمل للإستراتيجية المعتمدة، حيث أن دخل المنظم *PI* هو الخطأ بين التيار المرجعي i^* والتيار المار عبر الحمل i. يسمح المنظم التناسبي– التكاملي من حساب الجهد المرجعي $V_{RL}{}^*$ الواجب تطبيقه على الحمل *RLE*. بعد تعويض القوة المحركة الكهربائية العكسية E نحصل على الجهد المرجعي V^*، بعدها يتم مقارنة الجهد V^* مع الإشارة الحاملة (الإشارة المثلثية) بهدف توليد إشارة فصل ووصل الترانزستورات C_H للمبدلة ذات الترانزستورات الأربعة.

يُعطى تابع انتقال المنظم التناسبي– التكاملي على الشكل التالي:

$$K_p + \frac{K_i}{S} = K_p \frac{(S + K_i / K_p)}{S} \qquad (5\text{-}9)$$

ولضمان أداء جيد للنظام من حيث الاستجابة ومن حيث عدم التأثر بتغير ثوابت النظام يجب الأخذ بعين الاعتبار المعايير التالية بالنسبة لبنية نظام القيادة الموضحة في الشكل (5–2):

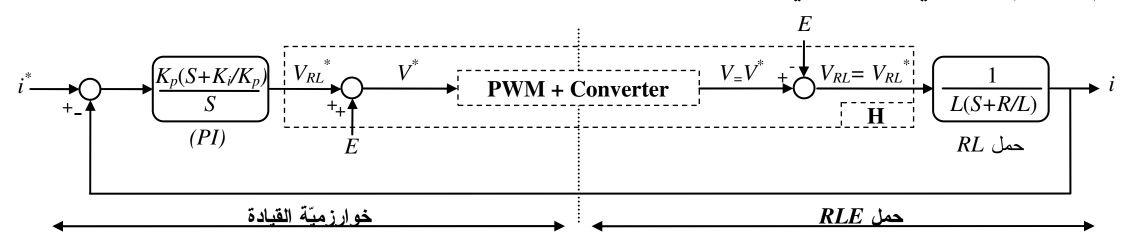


الشكل (5–2): الدارة العملية لطريقة تنظيم تيار حمل *RLE* باستخدام المنظم *PI*

- إن زيادة ثابت المنظم التناسبي K_p يسمح بخفض تأثير عدم المعرفة الدقيقة لثوابت النظام والناتجة عن خطأ في التخمين أو في القياس بالإضافة إلى وجود ثوابت إضافية لم تؤخذ بعين الاعتبار.

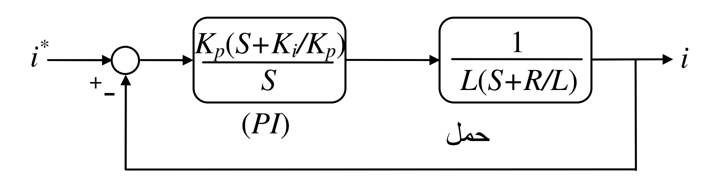
- يجب تخمين القوة المحركة الكهربائية العكسية بشكلٍ دقيق وذلك لضمان تعويض الاضطراب الــداخلي الناتج عن النظام المتحكم به نفسه.
- يجب تحديد جهد خرج المنظم عن طريق تحديد الجزء التكاملي من المنظم وذلك لنبقى بعيــدين عــن مشاكل الإشباع الناتجة عن زيادة قيمة الجهد على خرج المنظم التناسبي- التكاملي.

اعتبرنا في هذا العمل أن قيمة القوة المحركة الكهربائية العكسية مخمنة بشكلٍ دقيق واعتمدنا في حساب ثوابــت المنظم التناسبي- التكاملي على طريقة تعويض قطب بصفر. يبين الشكل (5-3) مبدأ عمل حلقة تنظيم التيــار باستخدام المنظم التناسبي - التكاملي.



الشكل (5-3): حلقة تنظيم تيار حمل *RLE* باستخدام المنظم *PI*

بالاعتماد على العلاقة (5-7) وبتعويض القوة المحركة الكهربائية العكسية E فإن تابع الانتقال H المبــيّن فــي الشكل (5-3) يمكن اعتباره مساوياً للواحد وبالتالي يمكننا تقديم شكل جديد مبسط لحلقة تنظيم التيار i كما هــو موضح في الشكل (5-4).



الشكل (5-4): حلقة تنظيم مبسطة لتيار حمل *RLE* باستخدام المنظم *PI*

بالنظر إلى الشكل (5-4) يمكن الحصول على تابع انتقال الحلقة المغلقة لتنظيم التيار كما يلي:

$$\frac{i}{i^*} = \frac{\frac{1}{S}\frac{K_p(S+K_i/K_p)}{L(S+R/L)}}{1+\frac{1}{S}\frac{K_p(S+K_i/K_p)}{L(S+R/L)}} \qquad (5\text{-}10)$$

وبتعويض قطب بصفر وذلك عن طريق اختيار K_i/K_p مساوٍ إلى R/L تصبح علاقة تابع انتقال الحلقة المغلقة لتنظيم التيار كما يلي:

$$\frac{i}{i^*} = \frac{1}{1+\frac{L}{K_p}S} = \frac{1}{1+T_F S} \qquad (5\text{-}11)$$

حيث أن T_F هو عبارة عن الثابت الزمني للحلقة المغلقة لتنظيم التيار.

إذاً، إن تابع انتقال حلقة تنظيم التيار المغلقة هو عبارة عن تابع من المرتبة الأولى تُعطى قيمة ثابته الزمني T_F بالعلاقة التالية:

$$T_F = \frac{L}{K_p} \qquad (5\text{-}12)$$

تبين العلاقة السابقة أنه من أجل زيادة سرعة استجابة حلقة تنظيم التيار يجب زيادة قيمة ثابت المنظم التناسبي K_p، إذاً إن اختيار قيمة الثابت الزمني لحلقة تنظيم التيار يسمح بتحديد قيم ثوابت المنظم التناسبي – التكاملي وذلك حسب العلاقتين التاليتين:

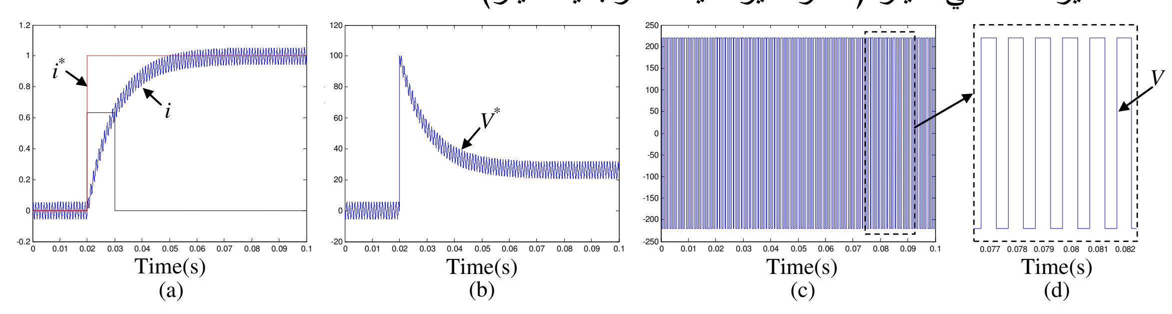
$$K_p = \frac{L}{T_F} \qquad (5\text{-}13)$$

$$K_i = K_p \frac{R}{L} \qquad (5\text{-}14)$$

يبين الشكل (5–5) نتائج المحاكاة باستخدام بيئة *MATLAB-SIMULINK* والتي تم الحصول عليها من أجل قيمة للثابت الزمني لحلقة تنظيم التيار مساوية إلى $10ms$، أما تردد الإشارة الحاملة فهو $1kHz$. تبين النتائج أن استجابة التيار i لتغير بشكل قفزة للتيار المرجعي i^* هي استجابة أسية حيث يأخذ التيار زمناً وقدره $10ms$ لبلوغ 63.2% من قيمته النهائية في الحالة الستاتيكية.

تجدر الملاحظة إلى أن اختيار قيمة صغيرة للثابت الزمني T_F قد يؤدي إلى حدوث إشباع في قيمة الجهد الناتج على خرج المنظم التناسبي–التكاملي، لأن الجهد المطلوب من قبل المنظم يجب التمكن من توليده على خرج المبدلة إضافة إلى إمكانية تطبيقه على النظام، بمعنى آخر إن الحصول على سرعة استجابة عالية للتيار يتطلب تطبيق قيم عالية للجهد لا يمكن للمبدلة توليدها ولا يمكن فيزيائياً تطبيقها على النظام، لذلك يجب أن يتم اختيار قيمة T_F وفق ما يلي:

- الجهد الأعظمي الذي يمكن أن تقدمه المبدلة.
- التغير الأعظمي للتيار (مقدار تغير القيمة المرجعية للتيار).



الشكل (5–5): نتائج المحاكاة لتنظيم التيار باستخدام المنظم *PI* (U=220V,E=0V, T_F=10ms, F_{PWM}=1KHz)، (a) شكل استجابة التيار لتغير بشكل قفزة للتيار المرجعي، (b) شكل الجهد المرجعي V^*، (c-d) شكل الجهد V

ولكي لا يطلب المنظم قيمة من الجهد لا يمكن توليدها يمكن خفض قيمة الثابت T_F إلى قيمة أصغرية محددة بالعلاقة التالية:

$$T_F = \Delta i_{\max} \frac{L}{V} \qquad (5\text{-}15)$$

حيث أن $\Delta i_{max}=i_{max}-i_{min}$.

1.3.5. التحويل إلى النظام الزمني المتقطع والتمثيل في النظام الواحدي

بشكلٍ عام، للانتقال بالمعادلة الرياضية إلى المجال الزمني المتقطع يمكن استخدام إحدى معادلتي أويلر التاليتين:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x[k+1]-x[k]}{T} \qquad (5\text{-}16)$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x[k] - x[k-1]}{T} \qquad (5\text{-}17)$$

حيث تعبر $x[k]$ عن حالة النظام في اللحظة الزمنية k:

- k اللحظة الحالية.
- $k+1$ اللحظة التالية.
- $k-1$ اللحظة السابقة.

أما T فتعبر عن دور التقطيع (زمن تنفيذ الخوارزمية).

عندما يتم الانتقال إلى المجال الزمني المتقطع باستخدام المعادلة (5−16) نقول أن الانتقال تم بطريقة أويلر الأمامية، وعند استخدام المعادلة (5−17) نقول أن الانتقال تم بطريقة أويلر العكسية [7].

بالاعتماد على العلاقة (5−17) وباعتبار أن $S = \frac{d}{dt}$ يمكن تحويل تابع انتقال المنظم PI المعبر عنه بالمعادلة (5−9) كما يلي:

$$V^*[k] = K_p \Delta i[k] + K_i T \sum_{i=0}^{k} \Delta i[k] \qquad (5\text{-}18)$$

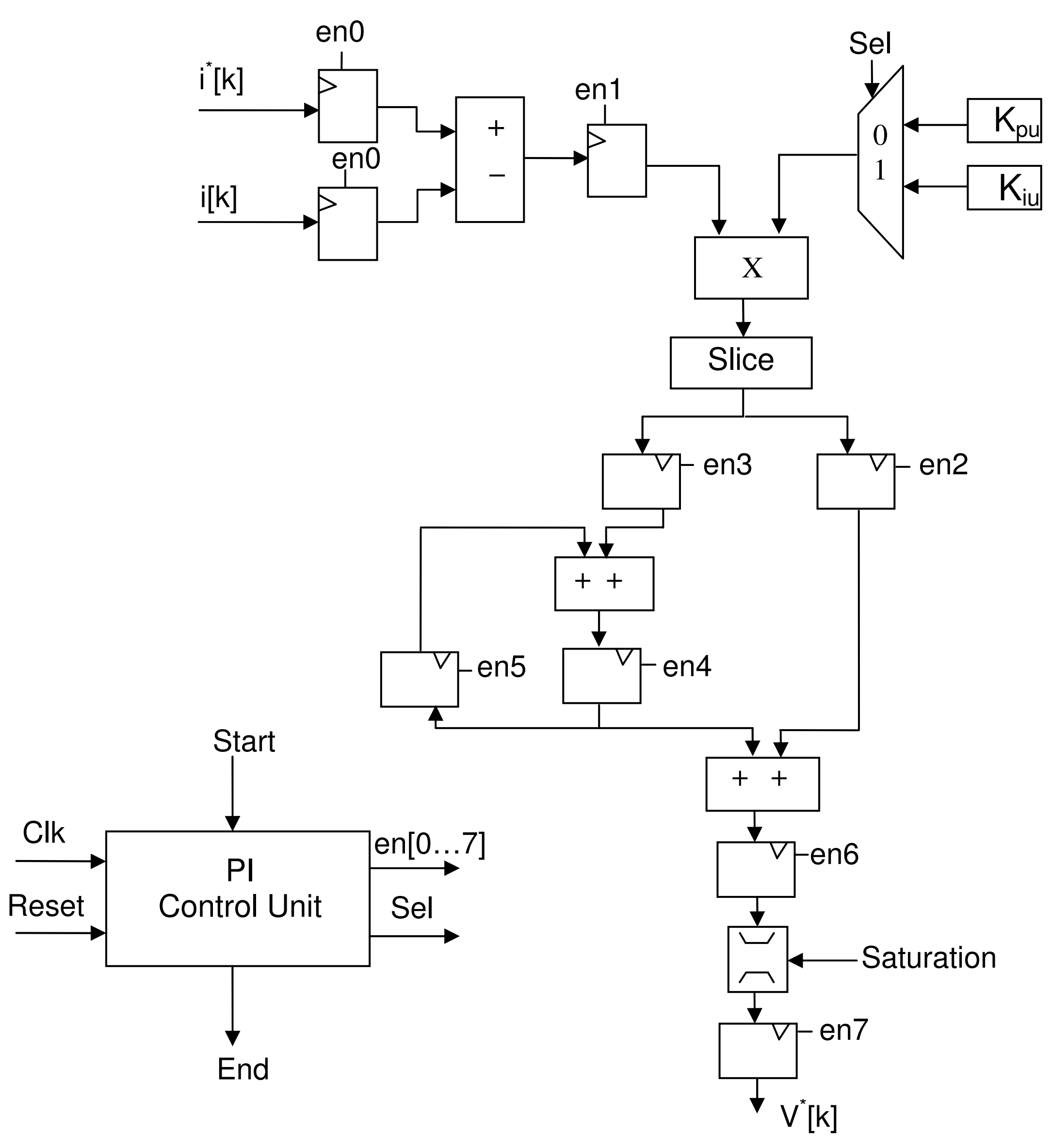
بعد أن تم تمثيل المنظم PI رقمياً، يأتي الآن دور مشكلة التعامل مع قيم الثوابت والمتحولات بشكلها الحقيقي، والسبب في أن كل هذه القيم التي ستعرّف لشريحة $FPGA$ تمثل بعدد محدد من الخانات (نظام الفاصلة الثابتة). في الواقع قد يتسبب تجاوز عدد الخانات المحددة العديد من المشاكل، وهو أمر سيحصل مثلاً عند إجراء أي عملية ضرب إذا تم التعامل مع الأرقام بشكلها الحقيقي، لحل مشكلة صعوبة تمثيل الأرقام بشكلها الحقيقي تم اللجوء إلى تمثيل النظام في المجال الواحدي. يضمن التمثيل في النظام الواحدي دخول جميع الأرقام إلى النظام ضمن المجال من [1-،1]، بالتالي فإن ناتج أي عملية ضرب داخل النظام يبقى ضمن نفس المجال، ونضمن عدم تجاوز الأرقام ضمن النظام لعدد محدد من الخانات أي عدم حدوث طفحان [8].

لتحويل المعادلة (5−18) إلى النظام الواحدي سنقوم بتقسيم طرفي المعادلة على القيمة الأعظمية للجهد (سنسمي القيم الأعظمية فيما بعد بالقيم القاعدية) والتي ستحدد من قبل المصمم.

$$V_u^*[k] = \frac{K_p I_b}{V_b} \Delta i_u[k] + \frac{K_i T I_b}{V_b} \sum_{i=0}^{k} \Delta i_u[k] = K_{pu} \Delta i_u[k] + K_{iu} \sum_{i=0}^{k} \Delta i_u[k] \qquad (5\text{-}19)$$

حيث تعبر $V_u^*[k] = \frac{V^*[k]}{V_b}$ عن جهد خرج المنظم PI في النظام الواحدي وتعبر النسبة $\Delta i_u[k] = \frac{\Delta i[k]}{I_b}$ عن قيمة الفرق بين التيار المرجعي والتيار الحقيقي في النظام الواحدي بينما تعبر $K_{pu} = \frac{K_p I_b}{V_b}$ و $K_{iu} = \frac{K_i I_b T}{V_b}$ عن الثابت التناسبي والثابت التكاملي على التوالي في النظام الواحدي.

يبين الشكل (5−6) مخطط مسرى المعطيات الذي تم تشكيله اعتماداً على المعادلة (5−19)، كما يظهر في الشكل (5−6) وحدة التحكم الخاصة بالمنظم PI ووظيفتها التحكم بجريان المعطيات عن طريق اختيار اللحظات المناسبة لتطبيق إشارة التفعيل (*Enable*).



الشكل (5-6): مخطط مسرى المعطيات ووحدة التحكم للمنظم *PI*

بالنسبة للجدول (5-1) فيوضح حالات وحدة التحكم للمنظم التناسبي- التكاملي.

الجدول (5-1): الإشارات الناتجة عن وحدة التحكم التابعة للمنظم التناسبي-التكاملي

رقم الحالة	حالات أقطاب التفعيل والاختيار	العملية المنفذة
الحالة 0		- انتظار إشارة البدء Start
الحالة 1	en0 ='1'	- أخذ عينة من $i^*[k], i[k]$
الحالة 2	en1 ='1', sel ='1'	- أخذ عينة من $\Delta i[k]$ - إجراء عملية ضرب $\Delta i[k] * K_{iu}$
الحالة 3	en3 ='1', sel ='1'	- أخذ عينة من ناتج عملية الضرب السابقة بعد إجراء إزاحة
الحالة 4	en4 ='1', sel ='0'	- إجراء عملية ضرب $\Delta i[k] * K_{pu}$ - أخذ عينة من العملية $K_{iu} \sum_{i=0}^{k} \Delta i[k]$
الحالة 5	en2 ='1', sel ='0'	- أخذ عينة من ناتج عملية الضرب السابقة بعد إجراء إزاحة

– أخذ عينة من ناتج العملية $K_{iu}\sum_{i=0}^{k-1}\Delta i[k]$ – أخذ عينة من ناتج العملية $K_{iu}\sum_{i=0}^{k}\Delta i[k]+K_{pu}\Delta i[k]$	$en5='1', en6='1'$	الحالة 6
– أخذ عينة من إشارة الجهد $V^*[k]$	$en7='1'$	الحالة 7
– توليد إشارة النهاية End	$End='1'$	الحالة 8

أما مخطط سريان المعطيات بالنسبة للمرحلة الوسيطة *PWM* والتي تم مناقشتها سابقاً فيعطى بالشكل (5-7)، حيث يتم مقارنة إشارة الجهد المولدة على خرج المنظم التناسبي- التكاملي مع إشارة مثلثية تم توليدها من عداد تصاعدي/تنازلي. تتعلق قيمة تردد الإشارة المثلثية الحاملة بتردد نبضات الساعة المطبقة على العداد التصاعدي/التنازلي، حيث تمثل:

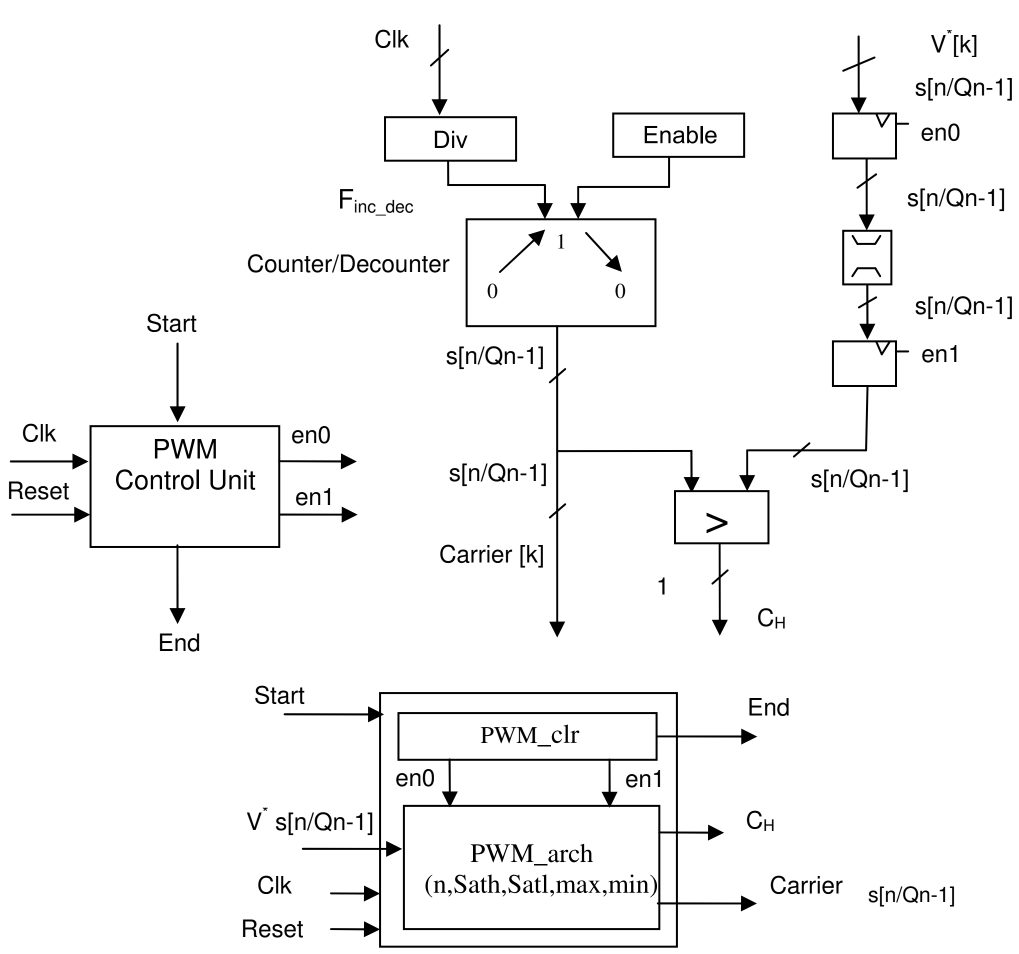
n : عدد الخانات المستخدمة لتمثيل العدد،

Sath : قيمة الجهد الأعظمية،

Satl : قيمة الجهد الأصغرية،

Max : التردد الأعظمي للعداد التصاعدي/التنازلي،

Min : التردد الأصغري للعداد التصاعدي/التنازلي.



الشكل (5-7): مخطط مسرى المعطيات ووحدة التحكم لطريقة تعديل عرض النبضة *PWM* الخاصة بمبدلة بأربعة ترانزستورات

أما الجدول (5-2) فيوضح الحالات المختلفة لوحدة التحكم الخاصة بطريقة تعديل عرض النبضة *PWM*.

الجدول (5–2): وحدة التحكم التابعة لطريقة تعديل عرض النبضة **PWM**

رقم الحالة	حالات أقطاب التفعيل والاختيار	العملية المنفذة
الحالة 0		– انتظار إشارة البدء Start
الحالة 1	en0 ='1'	– أخذ عينة من $V^*[k]$
الحالة 2	en0 ='1'	– حساب الإشباع
الحالة 3	en1 ='1'	– أخذ عينة للجهد $V^*[k]$ بعد حساب الإشباع – توليد الإشارة C_H
الحالة 4	End ='1'	– توليد إشارة النهاية End

4.5. تنظيم التيار باستخدام نظرية النظام الانزلاقي [17]

لا بد في البداية من تعريف قانون التبديل الخاص بتنظيم تيار المتحرض لحمل *RLE*.

$$S_i = i^* - i \qquad (5\text{-}20)$$

باشتقاق المعادلة السابقة واستخدام معادلة الجهد لحمل *RLE* نجد العلاقة التالية:

$$\frac{dS_i}{dt} = -\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}(V - Ri - E) \qquad (5\text{-}21)$$

تبين العلاقة السابقة أن معدل تغير قيمة التيار i تتعلق:

- بقيمة التيار i.
- بقيمة جهد المتحرض المطبق V.
- بقيمة القوة المحركة الكهربائية العكسية E.
- بقيمة ثوابت المحرك الكهربائية R, L.

ولكي يبقى مسار التيار على سطح الانزلاق S_i=0 يجب تطبيق جهد مكافئ V_{eq} والذي يمكن حساب قيمته اعتماداً على شروط عدم التغير التالية:

$$S_i = (i^* - i) = 0 \text{ and } \dot{S}_i = -\frac{di}{dt} = 0 \qquad (5\text{-}22)$$

يمكن حساب قيمة الجهد المكافئ V_{eq} والذي يجب أن تولده المبدلة الترانزستورية بالطريقة التالية:

$$\begin{cases} S_i = (i^* - i) = 0 \\ \dot{S}_i = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i^* = i \\ \frac{dS_i}{dt} = -\frac{1}{L}(V_{eq} - Ri - E) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{eq} = Ri^* + E \\ V_{eq} = Ri + E \end{cases} \qquad (5\text{-}23)$$

تعبر العلاقة السابقة عن الجهد المكافئ المستمر والذي يضمن بقاء التيار i على سطح الانزلاق، ولكن باعتبار أن نظام عمل المبدلة الترانزستورية هو نظام تقطيعي، فإن مشتق تابع التبديل $\dot{S}_i$ لا يمكن أن يأخذ قيمة الصفر. إضافة إلى أن العلاقة (5–23) لا تسمح بالتحكم بالتيار i خارج سطح الانزلاق. بالتالي لا بد من الأخذ بعين الاعتبار قيمة مشتق تابع التبديل $\dot{S}_i$ في علاقة الجهد. إن العلاقة الجديدة للجهد يمكن الحصول عليها اعتماداً على العلاقة (5–21) كما يلي:

$$V^* = Ri + E - L\frac{dS_i}{dt} = V_{eq} - L\frac{dS_i}{dt} = V_{eq} + V_{att} \qquad (5\text{-}24)$$

يتكون الجهد V^* في العلاقة (5–24) من حدين، يعبر الحد الأول عن الجهد المكافئ V_{eq} بينما يعبر الحد الثاني عن جهد الجذب الضروري لنقل تيار الحمل RLE نحو سطح الانزلاق [10]. يمكن اختيار شكل جهد الجــذب على الشكل التالي:

$$V_{att} = -L(-q\,\mathrm{sgn}(S_i) - kS_i) \qquad (5\text{-}25)$$

حيث أن q و k عبارة عن ثوابت حقيقية موجبة.

يجب التنويه إلى أن العلاقة (5–25) تحقق شروط الجذب التالية:

$$\begin{cases} \dot{S}_i < 0 & si \quad S_i > 0 \\ \dot{S}_i > 0 & si \quad S_i < 0 \end{cases} \qquad (5\text{-}26)$$

يمكن الحصول على العلاقة النهائية للجهد V^* بالأخذ بعين الاعتبار المعادلات (5–23)–(5–25) كما يلي:

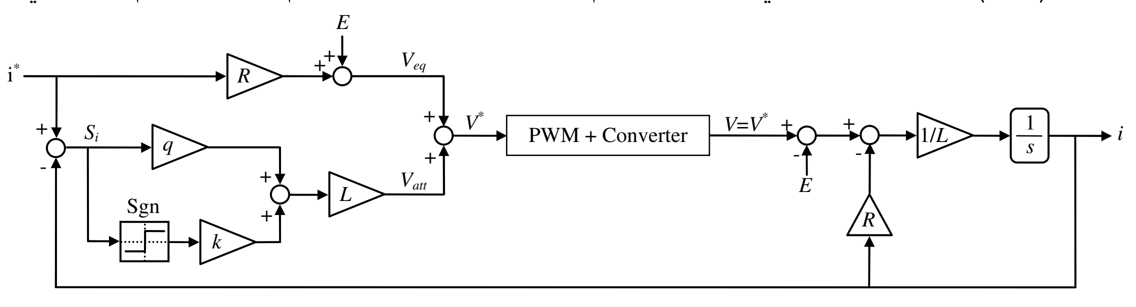
$$V^* = V_{eq} + V_{att} = Ri^* + E + L(q\,\mathrm{sgn}(S_i) + kS_i) \qquad (5\text{-}27)$$

للتأكد من أن التيار i يتجه نحو سطح الانزلاق S_i=0 يجب أن يتحقق شرط الانجذاب $S_i\dot{S}_i < 0$. في الواقــع، بتطبيق علاقة الجهد المرجعي المعطاة بالعلاقة (5–27) على جداء تابع التبديل بمشتق تابع التبديل نجد ما يلي:

$$S_i\dot{S}_i = -S_i\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}S_i(V - E - Ri)$$
$$= -\frac{1}{L}S_i(V^* - E - Ri) = -\frac{1}{L}S_i(V_{eq} + V_{att} - E - Ri)$$
$$= -\frac{1}{L}S_i(Ri^* + E + L(q\,\mathrm{sgn}(S(i)) + kS(i)) - E - Ri)$$
$$S_i\dot{S}_i = -\frac{R}{L}S_i^2 - qS_i\,\mathrm{sgn}(S_i) - kS_i^2 \qquad (5\text{-}28)$$

يتبين لدينا بالنظر إلى العلاقة (5–28) أن الجداء $S_i\dot{S}_i$ يتكون من مجموع ثلاثة حدود سالبة، وبالتالي فإن ناتج الجداء ذو إشارة سالبة وشرط الجذب المعطى بالعلاقة (5–26) محقق مهما كانت إشارة تابع التبديل S_i.

يبين الشكل (5–8) المخطط الصندوقي الخاص بتنظيم تيار الحمل RLE باستخدام نظرية النظام الانزلاقي.

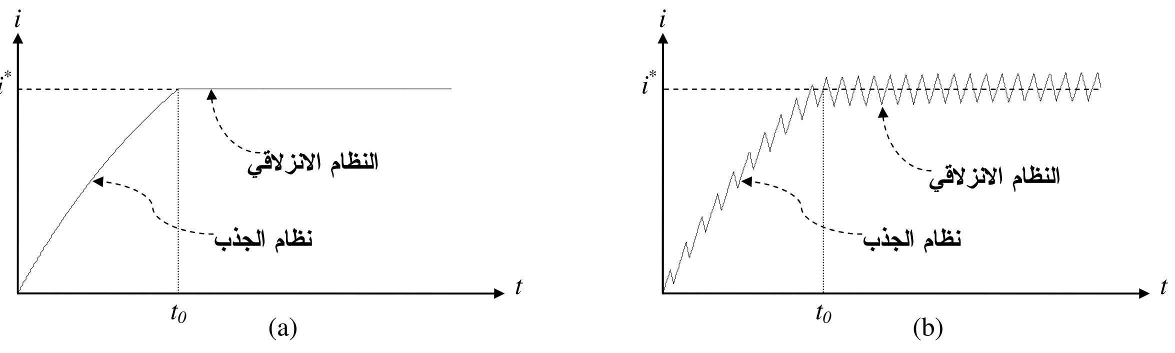


الشكل (5–8): المخطط الصندوقي لخوارزمية تنظيم تيار حمل RLE باستخدام نظرية التحكم الانزلاقي

أما الشكل (5–9) فيبين، من أجل قيمة معطاة للتيار المرجعي، مسار التيار i والذي يصف النظام الموضح فــي الشكل (5–8)، حيث أن مسار التيار يتكون من مرحلتين: مرحلة نظام الجذب وفيها ينطلق التيار من قيمة بدائية (الصفر في حالتنا هذه) متجهاً نحو سطح الانزلاق ومن ثم تبدأ المرحلة الثانية وهي مرحلة النظام الانزلاقي.

يعبر الشكل (5–9–a) عن نظام العمل المستمر، ولكن بما أن المبدلة تعمل وفق النظام الزمن المتقطع ونظــراً لأن قيمة تردد التبديل لقواطع المبدلة محدد، لذلك فإنه من المستحيل الحصول عملياً على نظام عمل مستمر وهذا

في الواقع يجعل شكل مسار التيار يأخذ الشكل الموضح في الشكل (5–9–b)، أما مطال اهتزاز التيار حول قيمته المرجعية فيتعلق بشكلٍ أساسي بتردد التقطيع لطريقة تعديل عرض النبضة وبقيم الثوابت k و q المختارة من قبل المصمم.



الشكل (5–9): مسار التيار عند تنظيمه باستخدام نظام التحكم الانزلاقي (a) حالة العمل المستمر، (b) حالة النظام المتقطع

لتحويل المعادلة (5–27) إلى النظام الواحدي سنقوم بتقسيم طرفي المعادلة على القيمة الأعظمية للجهد والتي ستحدد من قبل المصمم فنجد العلاقة التالية:

$$V_u^*[k] = R_u i_u^*[k] + E_u[k] + q_u \operatorname{sgn}(\Delta i_u[k]) + k_u(\Delta i_u[k]) \qquad (5\text{-}29)$$

حيث تعبر $V_u^*[k] = \dfrac{V^*[k]}{V_b}$ عن جهد الحمل RLE في النظام الواحدي، $\Delta i_u[k] = \dfrac{\Delta i[k]}{I_b}$ عن قيمة الفرق بين التيار المرجعي والتيار الحقيقي في النظام الواحدي، $R_u = \dfrac{RI_b}{V_b}$ عن مقاومة الحمل في النظام الواحدي، $k_u = \dfrac{LkI_b}{V_b}$ عن الحد التناسبي لقانون الجذب في النظام الواحدي، $q_u = \dfrac{qL}{V_b}\operatorname{sgn}(\Delta i_u[k])$ عن الحد الثابت لقانون الجذب في النظام الواحدي.

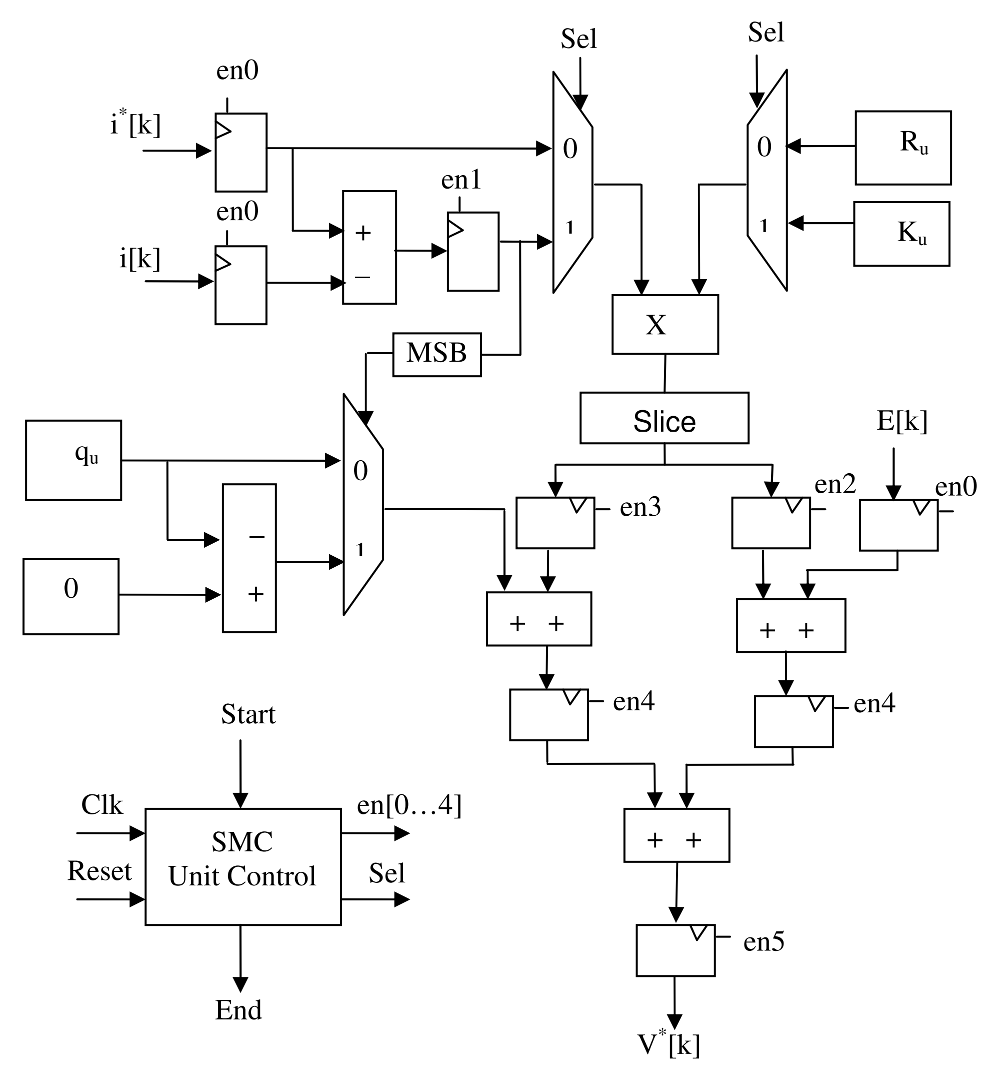
يبين الشكل (5–10) مخطط مسرى المعطيات الذي تم تشكيله اعتماداً على المعادلة (5–29)، يظهر في الشكل (5–10) وحدة التحكم بوحدة تنظيم التيار اعتماداً على نظام التحكم الانزلاقي ووظيفتها التحكم بجريان المعطيات عن طريق اختيار اللحظات المناسبة لتطبيق إشارات التفعيل (*Enable*). الجدول (5–3) يوضح إشارات خرج وحدة التحكم بوحدة تنظيم تيار الحمل RLE باستخدام نظرية التحكم الانزلاقي.

الجدول (5–3): الإشارات الناتجة عن وحدة التحكم التابعة للمنظم الانزلاقي

رقم الحالة	حالات أقطاب التفعيل والاختيار	العملية المنفذة
الحالة 0		– انتظار إشارة البدء Start
الحالة 1	en0 ='1'	– أخذ عينة من $i_u^*[k], i_u[k], E_u[k]$
الحالة 2	en1 ='1', en2 ='1', sel ='0'	– اختيار $\Delta i_u[k], R_u$ – أخذ عينة من $\Delta i_u[k]$ – أخذ عينة من ناتج عملية ضرب $i_u[k] * R_u$
الحالة 3	en3 ='1', sel ='1'	– أخذ عينة من ناتج عملية ضرب

		$\Delta i_u[k]*K_u$
الحالة 4	en4 ='1'	- أخذ عينة من ناتج عملية الجمع $i_u[k]*R_u + E_u[k]$ - أخذ عينة من ناتج عملية الجمع $q_u \operatorname{sgn}(\Delta i_u[k]) + k_u(\Delta i_u[k])$
الحالة 5	en5 ='1'	- أخذ عينة من ناتج عملية الجمع $V_{eq}[k]+V_{att}[k]$
الحالة 6	End ='1'	- توليد إشارة النهاية End

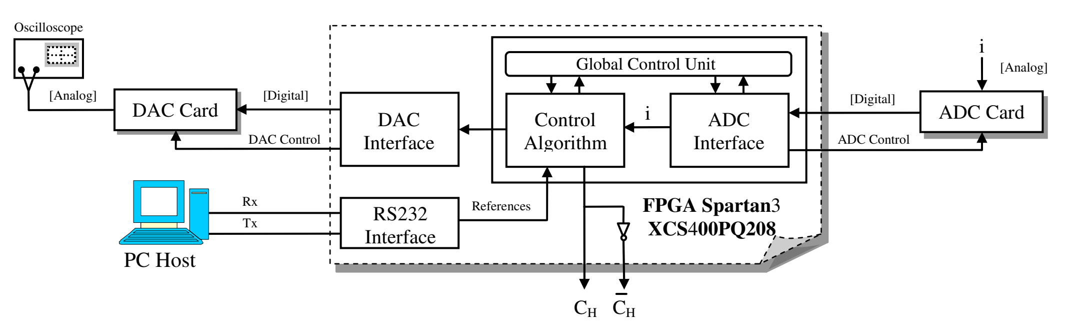
إن خرج وحدة المنظم الانزلاقي يطبق على وحدة تعديل عرض النبضة كما هو الحال عند تنظيم التيار باستخدام منظم التناسبي – التكاملي، لهذا السبب وجدنا أنه من غير الضروري إعادة شرح وحدة تعديل عرض النبضة. أما النبضات الناتجة على خرج وحدة تعديل عرض النبضة فتطبق على المبدلة وذلك لتوليد الجهد المرجعي V^*.



الشكل (5-10): مخطط مسرى المعطيات لإستراتيجية تنظيم التيار باستخدام نظام التحكم الانزلاقي

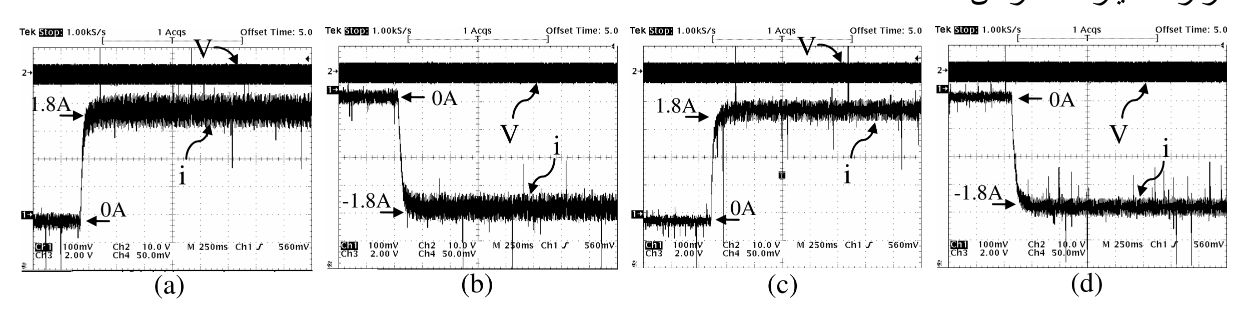
5.5. النتائج العملية لخوارزميتي تنظيم التيار

يبين الشكل (5-11) البنية العامة لنظام القيادة، ويكمن الاختلاف فقط في محتوى وحدة خوارزمية التحكم وذلك تبعاً للإستراتيجية المستخدمة. تم تثبيت الجهد المستمر على دخل المبدلة عند قيمة 220V.



الشكل (5-11): البنية العامة لنظام التحكم

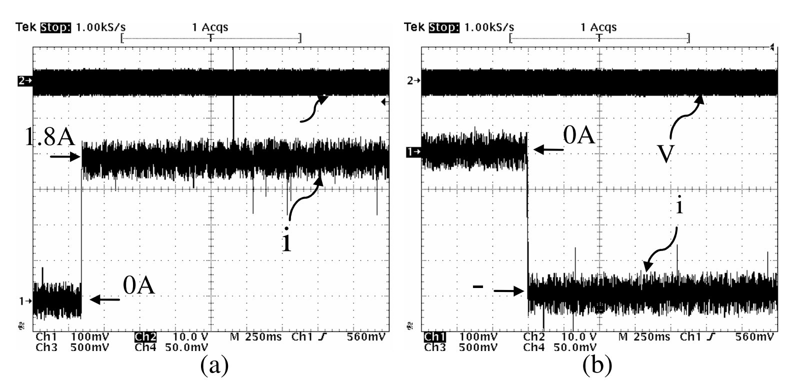
يبين الشكل (5-12) شكل تيار المتحرض بالنسبة لخوارزمية تنظيم التيار باستخدام المنظم التناسبي- التكاملي. في الشكل (5-12-a) تم تطبيق قفزة على التيار المرجعي بقيمة التيار الاسمي (0 *to* I_{an}). أما في الشكل (5-12-b) فتم تطبيق قفزة على التيار المرجعي بقيمة التيار الاسمي ($-I_{an}$ *to* 0). وقد كان تردد الإشارة الحاملة المستخدم في الشكلين السابقين مساوياً إلى F_{PWM}=1.22*KHz*. في الشكلين (5-12-c) و(5-12-d) كان تردد الإشارة الحاملة المستخدم هو F_{PWM}=2.44*KHz* لذلك يظهر بوضوح انخفاض اهتزازات تيار المتحرض.



الشكل (5-12): شكل الجهد والتيار عند استخدام المنظم التناسبي – التكاملي

(a) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي (0*A* to 1.8*A*) عند F_{PWM}=1.22*KHz*، (b) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي (0*A* to -1.8*A*) عند F_{PWM}=1.22*KHz*، (c) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي (0*A* to 1.8*A*) عند F_{PWM}=2.44*KHz*، (d) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي (0*A* to -1.8*A*) عند F_{PWM}=2.44*KHz*

أما بالنسبة لإستراتيجية تنظيم التيار باستخدام المنظم الانزلاقي، فيبين الشكل (5-13) شكل إشارتي التيار والجهد من أجل قفزة في قيمة تيار المتحرض المرجعي مساوية للتيار الاسمي، حيث نلاحظ أن استجابة التيار أسرع مما هو عليه في حالة تنظيم التيار باستخدام المنظم التناسبي- التكاملي، إلا أن اهتزازات التيار في الحالة الستاتيكية أكبر مما هو عليه في الشكلين (5-12-c) و(5-12-d) وهذا يعود إلى استخدام قيم كبيرة للثوابت q و k.



الشكل (5–13): شكل الجهد والتيار عند استخدام المنظم الانزلاقي

(a) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي ($0A$ to $1.8A$) عند F_{PWM}=2.44KHz،

(b) استجابة لتغير قيمة التيار المرجعي ($0A$ to -$1.8A$) عند F_{PWM}=2.44KHz

6.5. خلاصة

في هذا العمل تم بناء نظامي قيادة رقميين ضمن شريحة *FPGA* لتنظيم التيار في محرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل وفق خوارزميتي منظمات *PID* الكلاسيكية وتقنية التحكم الانزلاقي *SMC* كلٌ على حدة. من خلال هذا البحث تم التركيز على كيفية التمثيل الرقمي للأنظمة الكهربائية من جهة والتحويل إلى النظام الواحدي من جهة أخرى وذلك لسهولة بناء الخوارزمية ضمن شريحة *FPGA*.

بعد ذلك فصلنا طريقة التصميم الرقمي لخوارزميتي القيادة ووضحنا ضرورة تقسيم الخوارزمية إلى عدد من الوحدات الجزئية لتسهيل تعديل التصميم من جهة وإمكانية استخدام هذه الوحدات في تصميم خوارزميات أخرى. وانطلاقاً من ذلك قمنا ببناء خوارزمية خاصة لتوليد نبضات التحكم اللازمة لقالبة الجهد.

إن زمن معالجة خوارزمية القيادة وفق طريقة منظمات *PID* التي تم بناؤها في بطاقة *FPGA* المستخدمة (2.68μs متضمناً زمن التحويل للمبدل التشابهي–الرقمي)، بينما زمن معالجة الخوارزمية وفق تقنية التحكم الانزلاقي (2.64μs متضمناً أيضاً زمن التحويل للمبدل التشابهي–الرقمي).

إن زمن المعالجة القصير جداً يؤكد مدى تفوق شرائح *FPGA* من حيث سرعة المعالجة لخوارزميات أنظمة القيادة الكهربائية مقارنةً مع معالجات الإشارة الرقمية والمتحكمات المصغرة. إن هذا يعود بالطبع إلى إمكانية برمجة الكيان الصلب وبالتالي إمكانية تنفيذ العديد من أقسام الخوارزمية على التوازي على عكس البرمجة الناعمة والتي تتطلب تنفيذ البرنامج بصورة تسلسلية كما هو الحال في شرائح الـ *DSP* والـ *Microcontroller*.

الخاتمة والآفاق المستقبلية

تم في هذا العمل تصميم منظومة قيادة رقمية لمحرك تيار مستمر قادرة على تنظيم السرعة ضمن مجالات واسعة وعند أحمال مختلفة، ومن ثم بناؤها ضمن شريحة مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة *FPGA*. تطلب الوصول إلى هذا الهدف المرور بجملة من الخطوات المرحلية التالية:

أولاً: نمذجة محرك التيار المستمر مع الأخذ بعين الاعتبار رد فعل المتحرض

تعتبر عملية نمذجة الجملة المراد التحكم بها الخطوة الأهم في مرحلة بناء منظومات التحكم والقيادة، وذلك انطلاقاً من كونها القاعدة التي يتم على أساسها الحكم على مدى مواءمة ومطابقة النموذج الرياضي المقترح للجملة الفيزيائية المدروسة، وقد مرت عملية النمذجة بمرحلتين رئيسيتين، المرحلة الأولى وهي قياس عناصر الجملة المراد التحكم بها (مقاومة المتحرض، تحريضية المتحرض، عزم العطالة، معامل الاحتكاك اللزج)، أما المرحلة الثانية فكانت عبارة عن التمثيل الرياضي للمحرك من خلال المعادلات الرياضية التي تصف سلوكه الستاتيكي والديناميكي للجزئين الكهربائي والميكانيكي.

وبهدف بناء نموذج رياضي دقيق لمحرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل، تم أخذ تأثير رد فعل المتحرض عند التحميل بعين الاعتبار وذلك عبر عملية قياس أمكن من خلالها إيجاد منحني تجريبي يربط بين الفيض المغناطيسي وتيار المتحرض.

ثانياً: تصميم نظام قيادة رقمي بالاعتماد على تقنية منظمات *PID*

تعتبر منظمات *PID* من أكثر المتحكمات استخداماً في أنظمة التغذية العكسية، لذلك قمنا خلال هذا البحث ببناء منظومتي تحكم مختلفتين اعتماداً على هذه المتحكمات بهدف تنظيم سرعة محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل. المنظومة الأولى هي منظومة التحكم بسرعة محرك التيار المستمر بدون تنظيم التيار، أما المنظومة الثانية فهي منظومة التحكم بسرعة محرك التيار المستمر مع تنظيم التيار.

في كلا المنظومتين تم دراسة تأثير أخذ رد فعل المتحرض بعين الاعتبار وإهماله، ولاختيار المنظومة الأمثل تم رسم منحنيات استجابة السرعة والتيار لكل منظومة على حدة، ومقارنتها مع بعضها البعض.

ونظراً لأن بناء نظام التحكم ضمن إحدى الشرائح الرقمية، يتطلب إيجاد النموذجين الرقمي والواحدي للنظام المدروس، فقد تم تحويل المنظومتين إلى الشكل الرقمي وممثلاً في النظام الواحدي.

ثالثاً: تصميم نظام قيادة رقمي بالاعتماد على تقنية النمط الانزلاقي

على اعتبار أن نظرية النمط الانزلاقي هي إحدى نظريات التحكم ذات الأداء العالي والتي تمتاز بمناعتها العالية ضد تغير المعاملات الداخلية للجملة المتحكم بها بالإضافة إلى مناعتها ضد الضجيج والاضطرابات الخارجية، فقد تم (بشكل مشابه لما تم تطبيقه عند استخدام منظمات *PID* الكلاسيكية) بناء منظومتي تحكم مختلفتين لتنظيم سرعة محرك التيار المستمر (اعتماداً على تقنية النمط الانزلاقي) إحداهما بدون تنظيم التيار والأخرى مع تنظيم التيار، حيث تم في كلا المنظومتين التمييز بين حالة أخذ رد فعل المتحرض

بعين الاعتبار وحالة إهماله، وبهدف اختيار المنظومة الأمثل تم رسم منحنيات استجابة السرعة والتيار لكل منظومة على حدة، ومقارنتها مع بعضها البعض، أخيراً، تم تحويل المنظومتين إلى الشكل الرقمي القابل للبرمجة وممثلاً في النظام الواحدي.

رابعاً: المقارنة بين أداء منظومتي التحكم الأمثليتين المبنيتين وفق طريقة منظمات *PID* وخوارزمية النمط الانزلاقي، ودراسة استقرار المنظومة الأفضل بينهما

تم مقارنة أداء كلا المنظومتين المدروستين حيث لوحظ أن منظومة التحكم المبنية وفق خوارزمية النمط الانزلاقي قد قدمت أداءً أفضل مقارنة مع متحكمات *PID* المولّفة ذاتياً.

وبهدف التأكد من جودة أداء النظام المبني وفق تقنية النمط الانزلاقي عند شروط التشغيل المختلفة، فقد تم دراسة استقرار النظام عند تعرضه لإحدى الحالتين التاليتين:

أ- زيادة مقاومة المتحرض بشكل خطي بمقدار 50% من قيمتها الاسمية.

ب- زيادة عزم عطالة المحرك بشكل قفزة بمقدار 100% من قيمته الاسمية.

انطلاقاً من طريقة تحديد توضع أقطاب النظام في الحلقة المغلقة، استنتجنا أن النظام المدروس مستقر، حيث حافظ المحرك على سرعته عند القيمة المرجعية، كما أن تيار المتحرض لم يتجاوز حدوده الاسمية المسموح بها.

خامساً: بناء نظام القيادة ضمن شريحة المصفوفات القابلة للبرمجة *FPGA*

في هذه المرحلة تم بناء نظامي قيادة رقميين ضمن شريحة *FPGA* لتنظيم التيار (العزم) في محرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل، اعتمد النظام الأول على منظمات *PID* الكلاسيكية والثاني على تقنية التحكم الانزلاقي، حيث تم التركيز على كيفية التمثيل الرقمي للأنظمة الكهربائية من جهة والتحويل إلى النظام الواحدي من جهة أخرى وذلك لسهولة بناء الخوارزمية ضمن شريحة *FPGA*.

إن الغاية من تصميم نظاميّ القيادة اعتماداً على طريقتي التحكم المذكورتين يهدف إلى تسليط الضوء على مزايا تقنية النمط الانزلاقي ومناعتها العالية ضد تغير محددات الجملة المتحكم بها ومن ثم مقارنة هذا النظام مع منظومة القيادة المبنية وفق طريقة منظمات *PID* محاولين مقاربة أداء المنظومة الأخيرة من أداء خوارزمية النمط الانزلاقي وذلك بالاعتماد على تقنية التوليف الذاتي لمحددات منظم *PID* آخذين بعين الاعتبار تأثير رد فعل المتحرض.

بعد ذلك فُصّلت طريقة التصميم الرقمي لخوارزميتي القيادة وتم توضيح ضرورة تقسيم الخوارزمية إلى عدد من الوحدات الجزئية لتسهيل تعديل التصميم من جهة وإمكانية استخدام هذه الوحدات في تصميم خوارزميات أخرى، وانطلاقاً من ذلك تم بناء خوارزمية خاصة لتوليد نبضات التحكم اللازمة لقالبة الجهد.

إن زمن معالجة خوارزمية القيادة وفق طريقة منظمات *PID* التي تم بناؤها في بطاقة *FPGA* المستخدمة (2.68µs متضمناً زمن التحويل للمبدل التشابهي-الرقمي)، بينما زمن معالجة الخوارزمية وفق تقنية التحكم الانزلاقي (2.64µs متضمناً أيضاً زمن التحويل للمبدل التشابهي-الرقمي). إن زمن المعالجة القصير

جداً يؤكد مدى تفوق شرائح *FPGA* من حيث سرعة المعالجة لخوارزميات أنظمة القيادة الكهربائية مقارنةً مع معالجات الإشارة الرقمية *DSP* والمتحكمات المصغرة *Microcontroller*، وهذا يعود إلى إمكانية البرمجة التفرعية التي تمنحها شرائح *FPGA*.

ملخص النتائج

من خلال الدراسة السابقة نستنتج ما يلي:

- ✓ متحكمات *SMC* لا تتأثر بتغير بارامترات النظام.
- ✓ تحافظ متحكمات *SMC* على أداء ديناميكي عالي وذلك ضمن مجال واسع للتحكم بالسرعة وعند أحمال مختلفة مع وجود تغير في محددات النظام.
- ✓ تعاني متحكمات *PID* من بطئ نسبي في استجابة النظام كما تتأثر بتغير محددات النظام.
- ✓ تستخدم متحكمات *PID* المولّفة ذاتياً لحل مشكلة تغير معاملات النظام إلا أنها تزيد من تعقيد النظام بشكل كبير.
- ✓ تمتاز شرائح *FPGA* بأدائها العالي، وسرعتها الكبيرة في تنفيذ خوارزميات أنظمة القيادة.

الآفاق المستقبلية

لا بد وأن يكون هناك متابعة أو تحسين يُرجى من كل عمل بحثي، حيث يتمنى الباحث إجراء المزيد من الخطوات، ولكن الزمن يضطره للتوقف عند مرحلة معينة على الرغم من وجود نقاط أخرى يريد استكمالها. لذلك نجد أنه من الضروري توثيق هذه الأفكار إما لينفذها الباحث بنفسه فيما بعد في حال أراد متابعة المسيرة، أو ليكملها من يأتي بعده.

ولعل من أهم الخطوات التي أردنا المضي فيها:

- بناء منظم السرعة ضمن شريحة *FPGA*.
- دراسة وتحليل وبناء مرحلة تنظيم الموضع لمحرك تيار مستمر ذي تهييج مستقل.
- دراسة إمكانية التطبيق العملي لخوارزميات تنظيم سرعة المحرك دون حساس سرعة.

الملحقات

- **ثوابت محرك التيار المستمر ذي التهييج المستقل المدروس:**

P_{el}=0.3 kW	**الاستطاعة الكهربائية**
U_{in}=220 V	**جهد الدخل**
I_a=1.8 A	**تيار الحمل**
$\Omega = 2000 rpm$	**سرعة الدوران الميكانيكية**
R_a=12.2 ohm	**مقاومة المتحرض**
L_a=0.23 H	**تحريضية المتحرض**
$F=0.000574\ Kg.m^2/sec$	**ثابت الاحتكاك اللزج**
$J=0.0086\ Kg.m^2$	**عزم عطالة المحرك**

المراجع

1. Chiasson J., 2005 – **Modern and High-Performance Control of Electric Machines**, WILEY INTERSCIENCE, 701 Pages.
2. Ong C-M, 1998 – Dynamic **Simulation of Electric Machinary Using Matlab/Simulink**, Prentic-Hall, 626 Pages.
3. Fitzgerald A. E., Charles Kingslry,Jr., Stephen D. Umans , 2002 - **Electric Machinery**,6th Edition, Mc Graw Hill, 687 pages.
4. Ellis G., 2002 – **Modern Control Technology: Components and Systems,** Second Edition, Kilian, 636 Pages.
5. Rashid M. H., 2004 **- Power Electronics Circuits, Devices, and Applications**, Pearson Education, 880 pages.
6. Åström K. J., Hägglund T., 1995 - **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**, Instrument society of America,2nd Edition.
7. Ricardo H. J., 2009 – **A Modern Introduction to Differential Equations**, 2nd Edition, ELSEVIER, 518 pages.
8. Rosloniec S., 2008 – **Fundamental Numerical methods for Electrical Engineering**, Springer, 283 Pages.
9. Bin-Jidin A., Nik Rumzi Idris – **Sliding Mode Variable Structure Control Design Principles and Application to DC Drives**, National Power & Energy Conference (PECon) 2004 IEEE.
10. Utkin V., Guldner J., Shi J., 1999 – **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems**, CRC Press,
11. Utkin V., 1998 – **Sliding Mode in Control and Optimization**,Springer-Verlag,
12. Koshkouei A. J., Burnham, K., Zinober, A. S. I., 2005 – **Dynamic sliding Mode Control for Nonlinear Systems**. IEEE Proc. Control Theory and Applications, 152, 392-296.
13. Sira-Ramirez H., Rios Bolivar M., 1994 - **Sliding Mode Control of DC-DC Power Converter via Extended Linearization Circuits and Systems**: Fandamental Theory and Application, IEEE Transaction on Circuits and Systems 41 (10),652-661.
14. Grout I., 2008 – **Digital Systems Design with FPGAs and CPLDs**, Newnes, 724 pages.
15. Zeidman B., 2002 – **Designing with FPGA and CPLDs**, ELSEVIER, 220 Pages.
16. Hangos K. M., Bokor J., Szederkényi G., 2004 – **Analysis and Control of Nonlinear Process Systems**, Springer, 308 Pages.

17- مقالة منشورة بعنوان البناء الرقمي لخوارزميتي قيادة لتنظيم التيار في محرك تيار مستمر ضمن شرائح FPGA – مجلة بحوث جامعة حلب لعام 2009 العدد /70/ – سلسلة العلوم الهندسية.

Testimony

We witness that the described work in this treatise is the results of scientific search conduct by the candidate Eng. Ahmad Amer Al-Mallouhi under supervision of Dr. Ahmad Ammar Naassani (main supervisor) associate professor in the department of Electrical Drives Engineering in the Faculty of Electrical & Electronic Engineering at the University of Aleppo, and Dr. Abdulkader Joukhadar (assistant supervisor) lecturer in the Department of Electrical Drives Engineering in the Faculty of Electrical & Electronic Engineering at the University of Aleppo. Any other references mentioned in this work are documented in the text of the treatise.

Candidate	Assistant supervisor	Main supervisor
Eng. Ahmad Amer Al-Mallouhi	Dr. Abdulkader Joukhadar	Dr. Ahmad Ammar Naassani



I hereby certify that this work has not been accepted for any degree or it is not submitted to any other degree.

Candidate

Eng. Ahmad Amer Al-Mallouhi

Aleppo University
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Electrical Drives Engineering Department



FPGA-Based Design and Implementation of DC Motor Drive System using Sliding Mode Control Technique

This Thesis is Submitted to Obtain the Master Degree in Electrical Drives Engineering

By
Dipl. Eng. Ahmad Amer Al- Mallouhi
Master Student
Department of Electrical Drives Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
University of Aleppo

Supervised By

Dr. Ahmad Ammar Naassani	**Dr. Abdulkader Joukhadar**
Associate Professor in the Department of Electrical Drives Engineering Faculty of Electrical & Electronic Engineering University of Aleppo	Lecturer in the Department of Electrical Drives Engineering Faculty of Electrical & Electronic Engineering University of Aleppo

Aleppo University
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Electrical Drives Engineering Department



FPGA-Based Design and Implementation of DC Motor Drive System using Sliding Mode Control Technique

This Thesis is submitted to obtain the Master Degree in Electrical Drive Engineering

By

Eng. **Ahmad Amer Al-Mallouhi**
Postgraduate Student
Department of Electrical Drives Engineering
Faculty of Electrical & Electronic Engineering
Aleppo University